

PATENT COOPERATION TREATY

PCT

NOTIFICATION OF ELECTION

(PCT Rule 61.2)

From the INTERNATIONAL BUREAU

To:

Assistant Commissioner for Patents
United States Patent and Trademark
Office
Box PCT
Washington, D.C.20231
ETATS-UNIS D'AMERIQUE

in its capacity as elected Office

Date of mailing (day/month/year) 04 July 2000 (04.07.00)	
International application No. PCT/AT99/00310	Applicant's or agent's file reference 24743/ab
International filing date (day/month/year) 21 December 1999 (21.12.99)	Priority date (day/month/year) 21 December 1998 (21.12.98)
Applicant BALDEMAIR, Robert	

1. The designated Office is hereby notified of its election made:

☒ in the demand filed with the International Preliminary Examining Authority on:

10 June 2000 (10.06.00)

☐ in a notice effecting later election filed with the International Bureau on:2. The election ☒ was☐ was not

made before the expiration of 19 months from the priority date or, where Rule 32 applies, within the time limit under Rule 32.2(b).

<p>The International Bureau of WIPO 34, chemin des Colombettes 1211 Geneva 20, Switzerland</p> <p>Facsimile No.: (41-22) 740.14.35</p>	<p>Authorized officer</p> <p>R. Forax</p> <p>Telephone No.: (41-22) 338.83.38</p>
--	---

Translation
09/888600

PATENT COOPERATION TREATY

PCT

INTERNATIONAL PRELIMINARY EXAMINATION REPORT

(PCT Article 36 and Rule 70)

Applicant's or agent's file reference 24743/ab	FOR FURTHER ACTION See Notification of Transmittal of International Preliminary Examination Report (Form PCT/IPEA/416)	
International application No. PCT/AT99/00310	International filing date (day/month/year) 21 December 1999 (21.12.99)	Priority date (day/month/year) 21 December 1998 (21.12.98)
International Patent Classification (IPC) or national classification and IPC H04L 27/26		
Applicant TELEFONAKTIEBOLAGET LM ERICSSON		

RECEIVED
NOV 29 2001
Technology Center 2600

1. This international preliminary examination report has been prepared by this International Preliminary Examining Authority and is transmitted to the applicant according to Article 36.

2. This REPORT consists of a total of 5 sheets, including this cover sheet.

☒ This report is also accompanied by ANNEXES, i.e., sheets of the description, claims and/or drawings which have been amended and are the basis for this report and/or sheets containing rectifications made before this Authority (see Rule 70.16 and Section 607 of the Administrative Instructions under the PCT).

These annexes consist of a total of 6 sheets.

3. This report contains indications relating to the following items:

- I ☒ Basis of the report
- II ☐ Priority
- III ☐ Non-establishment of opinion with regard to novelty, inventive step and industrial applicability
- IV ☐ Lack of unity of invention
- V ☒ Reasoned statement under Article 35(2) with regard to novelty, inventive step or industrial applicability; citations and explanations supporting such statement
- VI ☐ Certain documents cited
- VII ☒ Certain defects in the international application
- VIII ☐ Certain observations on the international application

Date of submission of the demand 10 June 2000 (10.06.00)	Date of completion of this report 20 December 2000 (20.12.2000)
Name and mailing address of the IPEA/EP	Authorized officer
Facsimile No.	Telephone No.

INTERNATIONAL PRELIMINARY EXAMINATION REPORT

International application No.

PCT/AT99/00310

I. Basis of the report

1. This report has been drawn on the basis of (*Replacement sheets which have been furnished to the receiving Office in response to an invitation under Article 14 are referred to in this report as "originally filed" and are not annexed to the report since they do not contain amendments.*):

- ☐ the international application as originally filed.
- ☒ the description, pages 6-38, as originally filed,
 pages _____, filed with the demand,
 pages 1-4, filed with the letter of 02 November 2000 (02.11.2000),
 pages _____, filed with the letter of _____.
- ☒ the claims, Nos. _____, as originally filed,
 Nos. _____, as amended under Article 19,
 Nos. _____, filed with the demand,
 Nos. 1-4, filed with the letter of 02 November 2000 (02.11.2000),
 Nos. _____, filed with the letter of _____.
- ☒ the drawings, sheets/fig 1/14-14-14, as originally filed,
 sheets/fig _____, filed with the demand,
 sheets/fig _____, filed with the letter of _____,
 sheets/fig _____, filed with the letter of _____.

2. The amendments have resulted in the cancellation of:

- ☒ the description, pages 5
- ☒ the claims, Nos. 5-10
- ☐ the drawings, sheets/fig _____

3. ☐ This report has been established as if (some of) the amendments had not been made, since they have been considered to go beyond the disclosure as filed, as indicated in the Supplemental Box (Rule 70.2(c)).

4. Additional observations, if necessary:

INTERNATIONAL PRELIMINARY EXAMINATION REPORT

International application No.
PCT/AT 99/00310**V. Reasoned statement under Article 35(2) with regard to novelty, inventive step or industrial applicability; citations and explanations supporting such statement****1. Statement**

Novelty (N)	Claims	1 - 4	YES
	Claims		NO
Inventive step (IS)	Claims	1 - 4	YES
	Claims		NO
Industrial applicability (IA)	Claims	1 - 4	YES
	Claims		NO

2. Citations and explanations

Reference is made to the following international search report citation:

D1: WO-A-97/40609 (AMATI COMMUNICATIONS CORP; BINGHAM JOHN A.C. (US)) 30 October 1997 (1997-10-30)

D1, which is cited on page 2 of the amended description of the present application, discloses the combination of features from the preambles of Claims 1 and 2 and is considered the closest prior art. It discloses (the references in brackets refer to that document):

a method of suppressing frequency bands in fade-out regions during data-transmission by means of a multi-carrier method (abstract; page 2, lines 28 to 38), the side lobes that are caused by subcarriers outside a fade-out region and lying in the fade-out region being compensated (page 9, lines 10 to 12). Compensation is brought about by modulating, in a manner appropriate to the side lobe data values, those subcarriers which lie in or adjacent the fade-out region and have a similar frequency spectrum to the side lobes (page 9, line 13, to page 10, line 5; page 12, line 32, to page 13, line 5; and Figure 4).

The essential difference between the subjects of Claims 1 and 2 and D1 is the manner in which the modulation of the subcarriers used for compensation purposes is calculated. According to Claim 1, modulation is calculated such that the integral of the weighted, transmitted power density spectrum is minimized over the entire frequency range. According to Claim 2, modulation is calculated such that the integral of the weighted, quadrated part of the Fourier transform of the transmitted data signal is minimized over a predeterminable number of data blocks.

Therefore the subject matter of Claims 1 and 2 is novel (PCT Article 33(2)).

The object of the present invention can thus be considered that of suppressing the frequency bands in the fade-out regions more effectively by means of greater accuracy when calculating the modulation of the subcarriers used for compensation purposes.

The way of achieving this object proposed in Claims 1 and 2 of the application is disclosed neither by the available prior art nor by general technical knowledge and is therefore not obvious to a person skilled in the art. Consequently the application meets the inventive step requirements of PCT Article 33(3).

Claims 3 and 4 are dependent on Claims 1 and 2 and so likewise meet the PCT novelty and inventive step requirements.

VII. Certain defects in the international application

The following defects in the form or contents of the international application have been noted:

The following corrections appear necessary in the
[German] description:

page 29, line 7: replacement of "Gewichtungsfakatoren" by
"Gewichtungsfaktoren";

page 29, line 9: replacement of "geichteten" by
"gewichteten"; and

page 37, line 19: replacement of "Basisfunktioen" by
"Basisfunktionen".

09/868600

JC18 Rec'd PCT/PTO 2 0 JUN 2001

PATENT COOPERATION TREATY

Sender: INTERNATIONAL PRELIMINARY
EXAMINING AUTHORITY

PCT

To:
GIBLER, Ferdinand
Dorotheergasse 7
A-1010 Wien
AUSTRIA

NOTIFICATION OF THE TRANSMITTAL OF THE INTERNATIONAL PRELIMINARY SEARCH REPORT

(Rule 71.1 PCT)

Mailing date:
(Day/month/year) 20.12.2000

Reference of the applicant or the attorney
24743/ab

IMPORTANT NOTIFICATION

International Application No. PCT/AT99/00310	International filing date (day/month/year) 21/12/1999	Priority date (day/month/year) 21/12/1998
---	--	--

Applicant
TELEFONAKTIEBOLAGET LM ERICSSON et al.

1. The applicant is notified that the International Preliminary Examining Authority herewith transmits the international preliminary examining report drawn up in connection with the international application together with the enclosures pertaining to it, if any.
2. A copy of the report, together with the enclosures pertaining to it, if any, will be transmitted to the International Bureau for passing it on to all the Offices elected.
3. Upon request of an elected Office, the International Office will have the report (but not the enclosures) translated into English and will transmit it to this Office.
4. **REMINDER**

For the introduction to the national phase, the applicant has to undertake certain Actions (to file translations and to pay national fees) with each of the elected Offices within the period of 30 months from the priority date (or in some Offices even later) (Article 39 (1)) (also compare the information given by the International Bureau in form PCT/IB/301).

If an elected Office requests a translation of the International Application, this translations needs to also contain translations of all the enclosures to the international preliminary examination report. It is the duty of the applicant to have such translations made and to send them directly to the elected offices of concern.

Further details as to the relevant time limits and requirements of the elected Offices may be taken from Volume II of the PCT-Guide for applicants.

Name and mailing address of
the International Search Authority

Authorized Officer

European Patent Office - Gitschiner Str. 103
D-10958 Berlin
Tel. +49 30 25901 - 0
Fax: +49 30 25901 - 840

Tsogka, P

Tel. +49 30 25901-727

PATENT COOPERATION TREATY

PCT

INTERNATIONAL PRELIMINARY EXAMINATION REPORT

(Article 36 and Rule 70 PCT)

Reference of Applicant or Attorney

FURTHER STEPS

compare Notification of the Transmittal of the international preliminary examination report (Form PCT/IPEA/416)

24743/ab

International application No.
PCT/AT99/00310

International filing date (*day/month/year*)
21/12/1999

Priority date (*day/month/year*)
21/12/1998

International Patent Classification (IPC) or national classification and IPC
H04L27/26

Applicant

TELEFONAKTIEBOLAGET LM ERICSSON et al.

1. This international preliminary examination report was drawn up by the International Preliminary Examining Authority and transmitted to the applicant according to Article 36.

2. This REPORT comprises a total of 5 sheets including this cover sheet.

☒ Enclosures are sent together with this Report; these enclosures are sheets with descriptions, claims and/or drawings that have been amended and that form the basis of this Report, and/or sheets with corrections made with this Office (compare Rule 70.16 and Chapter 607 of the Administration Guidelines to PCT).

These enclosures comprise a total of 6 sheets.

3. This report contains indications regarding the following points:

- | | | |
|-----|-------------------------------------|--|
| I | <input checked="" type="checkbox"/> | Basis of the report |
| II | <input type="checkbox"/> | Priority |
| III | <input type="checkbox"/> | No expert's opinion on novelty, inventive work and commercial applicability |
| IV | <input type="checkbox"/> | Lack of unity of invention |
| V | <input checked="" type="checkbox"/> | Justified declaration according to Article 35(2) regarding novelty, inventive work and commercial applicability; documents and explanations in support of this declaration |

- VI ☐ certain documents cited
VII ☒ certain shortcomings of the international application
VIII ☐ certain remarks upon the international application

Filing date of the demand

10/06/2000

Date of completion of this report

20.12.2000

Name and mailing address of the International Search Authority

European Patent Office - Gitschiner Str. 103
D-10958 Berlin
Tel. +49 30 25901 - 0
Fax: +49 30 25901 - 840

Authorized Officer

Masche, C
Tel. + 49 30 25901 471

**INTERNATIONAL PRELIMINARY
EXAMINATION REPORT**

International application no. PCT/AT99/00310

I. Basis of the report

1. This report was drawn up on the basis of *(substitute sheets that were submitted to the receiving Office upon request under Article 14, are understood within the frame of this report as being „originally filed“ and are not annexed as they do not contain any amendments)*:

Description, pages:

6-38 original version
1-4 filed 02/11/2000 with letter dated 27/10/2000

Claims, No.:

1-4 filed 02/11/2000 with letter dated 27/10/2000

Drawings, sheets:

1/14-14/14 original version

3. With regard to **language**: all the above mentioned constituent parts were available to the Authority in the language in which the international application was filed or they were filed in said language as far as nothing else is indicated under this item.

The constituent parts were available in the language or were filed in this language: the language of concern is

- ☐ the language of the translation furnished for the purposes of international search (under Rule 23.1(b)).
- ☐ the language of publication of the international application (under Rule 48.3(b)).
- ☐ the language of the translation furnished for the purposes of international preliminary examination (under Rule 55.2 and/or 55.3).

3. With regard to the **nucleotide and/or amino acid sequence** disclosed in the international application, the international preliminary examination was drawn up on the basis of sequence listing which

- ☐ is included in the international application in written form.

**INTERNATIONAL PRELIMINARY
EXAMINATION REPORT**

International application no. PCT/AT99/00310

To Point V

The following document cited in the International Search Report is referred to:

**D1: WO 97 40609 A (AMATI COMMUNICATIONS CORP; BINGHAM JOHN A C
(US)) October 30, 1997 (1997-10-30)**

This document D1, which is cited on page 2 of the amended description of the present application, discloses the feature combination of the preamble of the claims 1 and 2 and is considered most nearly connected prior art. It discloses (the references in brackets refer to this document):

A method of suppressing frequency bands in fade-out ranges in data transmission by means of a multiple carrier method (Abstract; page 2, lines 28 - 38), the side lobes occasioned by subcarriers outside a fade-out range and lying within the fade-out range being compensated (page 9, lines 10-12). Compensation is achieved by modulating in accordance with the data values of the side lobes such subcarriers which are located within the fade-out range or are adjacent to it and which have a frequency spectrum that resembles the spectrum of the side lobes (page 9, lines 13 - page 10, line 5, page 12, line 32 - page 13, line 5; Figure 4).

The subject matter of claim 1 and claim 2 respectively and D1 differ mainly in the way of calculating the modulation of the subcarriers used for compensation. According to claim 1, modulation is computed in such a manner that the integral of the weighted, send power density spectrum is minimized over the entire frequency range. According to claim 2, modulation is computed thus that the integral of the weighted, squared amplitude of the Fourier transformed of the data signal sent is minimized over a predetermined number of data blocks.

Accordingly, the subject matter of claims 1 and 2 is considered novel (Article 33 (2) PCT).

INTERNATIONAL PRELIMINARY

EXAMINATION REPORT

International application no. PCT/AT99/00310

The solution of the object according to the invention may be seen in how to achieve a more efficient suppression of the frequency bands in the fade-out ranges by means of a more exact accuracy in computing the modulation of the subcarriers used for compensation.

The solution to this object, which is suggested in the claims 1 and 2 of the present application, is neither known from prior art nor from the general technical skill, so that one of ordinary skill in the art would not be reasonably apprised of the scope of the invention. For these reasons, the application meets the requirements under Article 33(3) PCT with regard to inventiveness.

The claims 3 and 4 are depending on claims 1 and 2 and accordingly also meet the requirements of PCT with regard to novelty and inventiveness.

To Point VII

Certain shortcomings of the international application

The following corrections of the description seem to be appropriate:

Page 29, line 7: substitute „Gewichtungsfaktoren“ for „Gewichtungsfakatoren“

Page 29, line 9: substitute „gewichteten“ for „geichteten“

Page 37, line 19: substitute „Basisfunktionen“ for „Basisfunktioen“.

Method of suppressing narrow frequency bands

The invention relates to a method of suppressing narrow frequency bands in fade-out ranges during transmission of data by means of a multiple carrier method, e.g. DMT (Discrete Multitone) in which a predetermined broad frequency band is divided into a plurality of subchannels having subcarriers assigned thereto and in which the data to be transmitted are modulated, divided into data blocks, in the transmitter with Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT) and are demodulated in the receiver with Discrete Fourier Transform (DFT), each subchannel being thus provided in the spectrum with a major lobe and several side lobes occurring in the range of nearby subcarriers, wherein at least part of the subcarriers contained in at least one fade-out range and of the subcarriers adjacent to this fade-out range are used as compensation sounds having a frequency spectrum which resembles the side lobes of subcarriers located outside the fade-out range that occur within the fade-out range and are modulated according to the data values of these side lobes in order to suppress said side lobes.

In a plurality of data transmission systems of the art, transmission occurs by frequency-division multiple access. The methods used thereby have become known to be the multiple carrier method, Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) and Discrete Multitone (DMT). A predetermined, broad frequency band is thereby subdivided into a host of very narrow frequency bands or subchannels, over which data may be transmitted with various methods of modulation and bit rates. To distribute the data in the transmitter the Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) can be used and, correspondingly, to reconstruct it in the receiver, the Fast Fourier Transform (FFT). The problem therewith is the strong overlap of the subchannels in the frequency range since the side lobes of several neighboring subchannels blanket each subchannel which consists of major and side lobes. The IFF Transform effects a filtration of the subchannels with frequency-shifted versions of one unique prototype filter. The low attenuation of the neighboring subchannels causes the side lobes to overlap as mentioned above.

A conventional transmission by frequency-division multiple access as it may be realized by means of the DMT method can sweep over a very broad frequency band, ranging, e.g. from 300 kHz to 30 MHz, which is filled with evenly spaced carrier frequencies.

According to the frequency range standards that vary from one nation to the other, there are in practically every broad transmission spectrum prohibited ranges that are reserved for specific applications. These ranges may be occupied by amateur radio, emergency call or other well-known transmitters. It is therefore absolutely necessary to keep certain frequency ranges free in order not to interfere with the transmitting operation of these assigned ranges.

As already mentioned herein above, each subchannel is provided, in addition to a central major lobe, with side lobes that symmetrically drop about the carrier frequency.

In order to achieve sufficient suppression of a certain frequency range, it is not sufficient to use the subchannels within this range without modulation, which is also called zero charge of the subchannels, since the crosstalk arising in the neighboring channels on account of the low attenuation of the side lobes is so strong that the noise being emitted by said channels is still too strong to keep the desired fade-out range free. On account of the side lobes, the power density in this fade-out range then still has a value not to be neglected.

Accordingly, with the systems of the art, many of the channels neighboring the range to be kept free had to be left unmodulated in order to thus achieve a sufficient drop of the side lobes in the fade-out range. The disadvantage thereof is the high number of channels that have to be left unused, the overall frequency range of the method of transmission employed being relatively poorly exploited as a result thereof.

WO 97/40609 disclosed a multiple carrier method for xDSL applications in which one or several compensation sounds are additionally transmitted at the border of the frequency band to be suppressed in order to suppress a narrow frequency band, the phase and amplitude of said compensation sounds being selected in such a manner that they suppress within the narrow frequency band the transmitting power occasioned by side lobes of carriers located outside said

frequency band.

The number of usable subchannels may thus be increased.

It may be shown that the amounts of the side lobes of each subchannel substantially only differ in the amplitude and in a constant phase offset. The interference caused in the fade-out range by any subchannel therefor has a spectrum which is similar to that of all the other interferences so that the resulting overall interference also resembles that of a side lobe.

The amplitude and the phase of the side lobe spectra for the fade-out range can be calculated from the data values of a number of subchannels and the compensation pulse assigned to each intermediate frequency range can be determined by adding the individual complex side lobe spectra that have been calculated for this purpose. Prior to transmission, the thus determined compensation pulse(s) are superimposed to the transmitter signal in such a manner that the fade-out range is freed from interfering side lobes.

By subtracting a compensation pulse having the same amplitude frequency response and the same phase frequency response as the interference in the fade-out range, the interference spectrum in the fade-out range may be sufficiently reduced as to achieve the desired attenuation factor.

Except for the subcarriers contained in the fade-out range, only those subcarriers are to be zero charged that are located at the border of the fade-out range and, if need be, one or a few located directly outside the border of the fade-out range.

Accordingly, only one or a few of the subcarriers neighboring the border of the fade-out range are zero charged in addition to those subcarriers that are located within the fade-out range, so that only a very reduced number of subcarriers is left unmodulated, the number of subcarriers that cannot be used for transmission being thus minimized as a result thereof.

It is the object of the present invention to indicate a method by means of which it is possible to carry out efficient suppression of narrow frequency bands in fade-out ranges and in which only

a relatively low number of subcarriers needs to be kept free for fading out the narrow frequency ranges.

According to the invention, this is achieved in that the modulation of the compensation sounds is calculated in such a way that the integral of the weighted, sent power density spectrum is minimized over the entire frequency range.

Thanks to the statistical method of calculation employed, the thus transmitted compensation sounds may be calculated very accurately and with relatively little mathematical expenditure.

According to the invention this object is also achieved in that the modulation of the compensation sounds is calculated in such a way that the integral is minimized over the entire frequency range of the weighted, squared amplitude of the Fourier transformed of the sent data signal by way of a number of data blocks that may be predetermined.

The accuracy of the deterministic method of calculation utilized for this purpose increases with the number of data blocks that are available for the calculation. Since storage capacity cannot be increased ad lib, the result depends on the capacity of the processing unit.

(Continued on page 6 of the original description)

International Patent Application PCT/AT99/00310

Applicant: Telefonieaktiebolaget LM Ericsson et al.

NEW CLAIMS

1. Method of suppressing narrow frequency bands in fade-out ranges during transmission of data by means of a multiple carrier method, e.g. DMT (Discrete Multitone) in which a predetermined broad frequency band is divided into a plurality of subchannels having subcarriers assigned thereto and in which the data to be transmitted are modulated, divided into data blocks, in the transmitter with Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT) and are demodulated in the receiver with Discrete Fourier Transform (DFT), each subchannel being thus provided in the spectrum with a major lobe and several side lobes occurring in the range of nearby subcarriers, wherein at least part of the subcarriers contained in at least one fade-out range and of the subcarriers adjacent to this fade-out range are used as compensation sounds having a frequency spectrum which resembles the side lobes of subcarriers located outside the fade-out range that occur within the fade-out range and are modulated according to the data values of these side lobes in order to suppress said side lobes, **wherein** the modulation of the compensation sounds is calculated in such a way that the integral of the weighted, sent power density spectrum is minimized over the entire frequency range.

2. Method of suppressing narrow frequency bands in fade-out ranges during transmission of data by means of a multiple carrier method, e.g. DMT (Discrete Multitone) in which a predetermined broad frequency band is divided into a plurality of subchannels having subcarriers assigned thereto and in which the data to be transmitted are modulated, divided into data blocks, in the transmitter with Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT) and are demodulated in the receiver with Discrete Fourier Transform (DFT), each subchannel being thus provided in the spectrum with a major lobe and several side lobes occurring in the range of nearby subcarriers, wherein at least part of the subcarriers contained in at least one fade-out range and of the subcarriers adjacent to this fade-out range are used as compensation sounds having a frequency spectrum which resembles the side lobes of subcarriers located outside the fade-out range that occur within the fade-out range and are modulated according to the data values of these side lobes in order to

suppress said side lobes, **wherein** the modulation of the compensation sounds is calculated in such a way that the integral is minimized over the entire frequency range of the weighted, squared amplitude of the Fourier transformed of the sent data signal by way of a number of data blocks that may be predetermined.

3. Method according to claim 1 or 2, **wherein** computation takes already sent data into consideration.

4. Method according to one of the claims 1, 2 or 3, **wherein** either a Guard Interval or a cyclical prefix is transmitted between the data combined to blocks.

VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS

Absender: MIT DER INTERNATIONALEN VORLÄUFIGEN
PRÜFUNG BEAUFTRAGTE BEHÖRDE

An:

Internationales Büro der WIPO
34, chemin des Colombettes
CH - 1211 Genf 20
Schweiz

17/11 (LEIPZIG) 98j.

REC'D 20 DEC 2000

PCT

WIPO

PCT

MITTEILUNG ÜBER ÜBERMITTELTE
UNTERLAGEN

Absendedatum
(Tag/Monat/Jahr)

20.12.2000

Internationales Aktenzeichen: PCT/AT99/00310

Die mit der internationalen vorläufigen Prüfung beauftragte Behörde übermittelt in der Anlage folgende Unterlagen:

1. ☐ Antrag (Regel 61.1 a))
2. ☒ Kopie des internationalen vorläufigen Prüfungsberichts und seiner Anlagen (Regel 71.1)
3. ☐ _____ sonstige Unterlagen (*bitte einzeln angeben*):

Name und Postanschrift der mit der internationalen Prüfung
beauftragten Behörde

Europäisches Patentamt - Gitschiner Str. 103
D-10958 Berlin
Tel. +49 30 25901 - 0
Fax: +49 30 25901 - 840



Bevollmächtigter Bediensteter

Tsogka, P

Tel. +49 30 25901-727



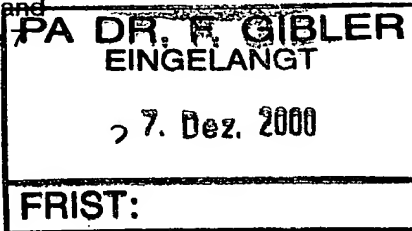
**VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM
GEBIET DES PATENTWESENS**

09/868600

Absender: MIT DER INTERNATIONALEN VORLÄUFIGEN
PRÜFUNG BEAUFTRAGTE BEHÖRDE

An:

GIBLER, Ferdinand
Dorotheergasse 7
A-1010 Wien
AUTRICHE



PCT

MITTEILUNG ÜBER DIE ÜBERSENDUNG
DES INTERNATIONALEN VORLÄUFIGEN
PRÜFUNGSBERICHTS
(Regel 71.1 PCT)

Absendedatum
(Tag/Monat/Jahr) 20.12.2000

Aktenzeichen des Anmelders oder Anwalts
24743/ab

WICHTIGE MITTEILUNG

Internationales Aktenzeichen
PCT/AT99/00310

Internationales Anmeldedatum (Tag/Monat/Jahr)
21/12/1999

Prioritätsdatum (Tag/Monat/Jahr)
21/12/1998

Anmelder
TELEFONAKTIEBOLAGET LM ERICSSON et al.

1. Dem Anmelder wird mitgeteilt, daß ihm die mit der internationalen vorläufigen Prüfung beauftragte Behörde hiermit den zu der internationalen Anmeldung erstellten internationalen vorläufigen Prüfungsbericht, gegebenenfalls mit den dazugehörigen Anlagen, übermittelt.
2. Eine Kopie des Berichts wird - gegebenenfalls mit den dazugehörigen Anlagen - dem Internationalen Büro zur Weiterleitung an alle ausgewählten Ämter übermittelt.
3. Auf Wunsch eines ausgewählten Amtes wird das Internationale Büro eine Übersetzung des Berichts (jedoch nicht der Anlagen) ins Englische anfertigen und diesem Amt übermitteln.

4. ERINNERUNG

Zum Eintritt in die nationale Phase hat der Anmelder vor jedem ausgewählten Amt innerhalb von 30 Monaten ab dem Prioritätsdatum (oder in manchen Ämtern noch später) bestimmte Handlungen (Einreichung von Übersetzungen und Entrichtung nationaler Gebühren) vorzunehmen (Artikel 39 (1)) (siehe auch die durch das Internationale Büro im Formblatt PCT/IB/301 übermittelte Information).

Ist einem ausgewählten Amt eine Übersetzung der internationalen Anmeldung zu übermitteln, so muß diese Übersetzung auch Übersetzungen aller Anlagen zum internationalen vorläufigen Prüfungsbericht enthalten. Es ist Aufgabe des Anmelders, solche Übersetzungen anzufertigen und den betroffenen ausgewählten Ämtern direkt zuzuleiten.

Weitere Einzelheiten zu den maßgebenden Fristen und Erfordernissen der ausgewählten Ämter sind Band II des PCT-Leitfadens für Anmelder zu entnehmen.

Name und Postanschrift der mit der internationalen Prüfung beauftragten Behörde



Europäisches Patentamt - Gitschiner Str. 103
D-10958 Berlin
Tel. +49 30 25901 - 0
Fax: +49 30 25901 - 840

Bevollmächtigter Bediensteter

Tsogka, P

Tel. +49 30 25901-727



09/868600 167

VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS

PCT

INTERNATIONALER VORLÄUFIGER PRÜFUNGSBERICHT

(Artikel 36 und Regel 70 PCT)

REC'D 02 MAR 2001

WIPO BET

Aktenzeichen des Anmelders oder Anwalts 24743/ab	WEITERES VORGEHEN <small>siehe Mitteilung über die Übersendung des internationalen vorläufigen Prüfungsberichts (Formblatt PCT/IPEA/416)</small>	
Internationales Aktenzeichen PCT/AT99/00310	Internationales Anmeldedatum (Tag/Monat/Jahr) 21/12/1999	Prioritätsdatum (Tag/Monat/Jahr) 21/12/1998
Internationale Patentklassifikation (IPK) oder nationale Klassifikation und IPK H04L27/26		
Anmelder TELEFONAKTIEBOLAGET LM ERICSSON et al.		


1. Dieser internationale vorläufige Prüfungsbericht wurde von der mit der internationalen vorläufigen Prüfung beauftragten Behörde erstellt und wird dem Anmelder gemäß Artikel 36 übermittelt.
2. Dieser BERICHT umfaßt insgesamt 5 Blätter einschließlich dieses Deckblatts.

☒ Außerdem liegen dem Bericht ANLAGEN bei; dabei handelt es sich um Blätter mit Beschreibungen, Ansprüchen und/oder Zeichnungen, die geändert wurden und diesem Bericht zugrunde liegen, und/oder Blätter mit vor dieser Behörde vorgenommenen Berichtigungen (siehe Regel 70.16 und Abschnitt 607 der Verwaltungsrichtlinien zum PCT).

Diese Anlagen umfassen insgesamt 6 Blätter.

3. Dieser Bericht enthält Angaben zu folgenden Punkten:

- I ☒ Grundlage des Berichts
- II ☐ Priorität
- III ☐ Keine Erstellung eines Gutachtens über Neuheit, erfinderische Tätigkeit und gewerbliche Anwendbarkeit
- IV ☐ Mangelnde Einheitlichkeit der Erfindung
- V ☒ Begründete Feststellung nach Artikel 35(2) hinsichtlich der Neuheit, der erfinderischen Tätigkeit und der gewerblichen Anwendbarkeit; Unterlagen und Erklärungen zur Stützung dieser Feststellung
- VI ☐ Bestimmte angeführte Unterlagen
- VII ☒ Bestimmte Mängel der internationalen Anmeldung
- VIII ☐ Bestimmte Bemerkungen zur internationalen Anmeldung

Datum der Einreichung des Antrags 10/06/2000	Datum der Fertigstellung dieses Berichts 20.12.2000
Name und Postanschrift der mit der internationalen vorläufigen Prüfung beauftragten Behörde:  Europäisches Patentamt - Gitschiner Str. 103 D-10958 Berlin Tel. +49 30 25901 - 0 Fax: +49 30 25901 - 840	Bevollmächtigter Bediensteter Masche, C Tel. Nr. +49 30 25901 471



I. Grundlage des Berichts

1. Dieser Bericht wurde erstellt auf der Grundlage (*Ersatzblätter, die dem Anmeldeamt auf eine Aufforderung nach Artikel 14 hin vorgelegt wurden, gelten im Rahmen dieses Berichts als "ursprünglich eingereicht" und sind ihm nicht beigelegt, weil sie keine Änderungen enthalten.*):

Beschreibung, Seiten:

6-38 ursprüngliche Fassung

1-4 eingegangen am 02/11/2000 mit Schreiben vom 27/10/2000

Patentansprüche, Nr.:

1-4 eingegangen am 02/11/2000 mit Schreiben vom 27/10/2000

Zeichnungen, Blätter:

1/14-14/14 ursprüngliche Fassung

2. Hinsichtlich der **Sprache**: Alle vorstehend genannten Bestandteile standen der Behörde in der Sprache, in der die internationale Anmeldung eingereicht worden ist, zur Verfügung oder wurden in dieser eingereicht, sofern unter diesem Punkt nichts anderes angegeben ist.

Die Bestandteile standen der Behörde in der Sprache: zur Verfügung bzw. wurden in dieser Sprache eingereicht; dabei handelt es sich um

- ☐ die Sprache der Übersetzung, die für die Zwecke der internationalen Recherche eingereicht worden ist (nach Regel 23.1(b)).
- ☐ die Veröffentlichungssprache der internationalen Anmeldung (nach Regel 48.3(b)).
- ☐ die Sprache der Übersetzung, die für die Zwecke der internationalen vorläufigen Prüfung eingereicht worden ist (nach Regel 55.2 und/oder 55.3).

3. Hinsichtlich der in der internationalen Anmeldung offenbarten **Nucleotid- und/oder Aminosäuresequenz** ist die internationale vorläufige Prüfung auf der Grundlage des Sequenzprotokolls durchgeführt worden, das:

- ☐ in der internationalen Anmeldung in schriftlicher Form enthalten ist.
- ☐ zusammen mit der internationalen Anmeldung in computerlesbarer Form eingereicht worden ist.
- ☐ bei der Behörde nachträglich in schriftlicher Form eingereicht worden ist.
- ☐ bei der Behörde nachträglich in computerlesbarer Form eingereicht worden ist.
- ☐ Die Erklärung, daß das nachträglich eingereichte schriftliche Sequenzprotokoll nicht über den Offenbarungsgehalt der internationalen Anmeldung im Anmeldezeitpunkt hinausgeht, wurde vorgelegt.
- ☐ Die Erklärung, daß die in computerlesbarer Form erfassten Informationen dem schriftlichen Sequenzprotokoll entsprechen, wurde vorgelegt.

4. Aufgrund der Änderungen sind folgende Unterlagen fortgefallen:

- | | | |
|---|---------|------|
| <input checked="" type="checkbox"/> Beschreibung, | Seiten: | 5 |
| <input checked="" type="checkbox"/> Ansprüche, | Nr.: | 5-10 |
| <input type="checkbox"/> Zeichnungen, | Blatt: | |

5. ☐ Dieser Bericht ist ohne Berücksichtigung (von einigen) der Änderungen erstellt worden, da diese aus den angegebenen Gründen nach Auffassung der Behörde über den Offenbarungsgehalt in der ursprünglich eingereichten Fassung hinausgehen (Regel 70.2(c)).

(Auf Ersatzblätter, die solche Änderungen enthalten, ist unter Punkt 1 hinzuweisen; sie sind diesem Bericht beizufügen).

6. Etwaige zusätzliche Bemerkungen:

V. Begründete Feststellung nach Artikel 35(2) hinsichtlich der Neuheit, der erfinderischen Tätigkeit und der gewerblichen Anwendbarkeit; Unterlagen und Erklärungen zur Stützung dieser Feststellung

1. Feststellung

Neuheit (N)	Ja: Ansprüche	1-4
	Nein: Ansprüche	
Erfinderische Tätigkeit (ET)	Ja: Ansprüche	1-4
	Nein: Ansprüche	
Gewerbliche Anwendbarkeit (GA)	Ja: Ansprüche	1-4
	Nein: Ansprüche	

2. Unterlagen und Erklärungen
siehe Beiblatt

VII. Bestimmte Mängel der internationalen Anmeldung

Es wurde festgestellt, daß die internationale Anmeldung nach Form oder Inhalt folgende Mängel aufweist:
siehe Beiblatt

Zu Punkt V

Es wird auf das folgende im Internationalen Recherchenbericht zitierte Dokument verwiesen:

D1: WO 97 40609 A (AMATI COMMUNICATIONS CORP ;BINGHAM JOHN A C (US)) 30. Oktober 1997 (1997-10-30)

Dieses Dokument D1, das auf Seite 2 der geänderten Beschreibung der vorliegenden Anmeldung zitiert wird, offenbart die Merkmalskombinationen des Oberbegriffs der Ansprüche 1 und 2 und wird als nächstliegender Stand der Technik angesehen. Es offenbart (die Verweise in Klammern beziehen sich auf dieses Dokument):

ein Verfahren zur Unterdrückung von Frequenzbändern in Ausblendbereichen bei der Datenübertragung durch ein Mehrträgerverfahren (Zusammenfassung; Seite 2, Zeilen 28-38), wobei die Nebenkeulen kompensiert werden, die von Subträgern außerhalb eines Ausblendbereiches verursacht werden und innerhalb des Ausblendbereiches liegen (Seite 9, Zeilen 10-12). Die Kompensation wird durch eine, den Datenwerten der Nebenkeulen entsprechende, Aussteuerung von solchen Subträgern erreicht, die innerhalb des Ausblendbereiches liegen oder an diesen angrenzen und ein ähnliches Frequenzspektrum wie die Nebenkeulen aufweisen (Seite 9, Zeile 13 - Seite 10, Zeile 5, Seite 12 Zeile 32 - Seite 13, Zeile 5; Abbildung 4).

Der wesentliche Unterschied zwischen dem Gegenstand des Anspruch 1 bzw. des Anspruchs 2 und D1 liegt in der Art und Weise, wie die Aussteuerung der zur Kompensation verwendeten Subträger berechnet wird. Gemäß Anspruch 1 wird die Aussteuerung so berechnet, dass das Integral der gewichteten, gesendeten Leistungsdichte-Spektrums über den gesamten Frequenzbereich minimiert wird. Gemäß Anspruch 2 wird die Aussteuerung so berechnet, dass das Integral des gewichteten, quadrierten Betrags der Fourier-Transformierten des gesendeten Datensignals über eine vorbestimmbare Anzahl von Datenblöcken minimiert wird.

Der Gegenstand der Ansprüche 1 und 2 ist somit neu (Artikel 33 (2) PCT).

Die mit der vorliegenden Erfindung zu lösende Aufgabe kann somit darin gesehen werden, wie eine wirksamere Unterdrückung der Frequenzbänder in den Ausblendbereichen durch höhere Genauigkeit bei der Berechnung der Aussteuerung der zur Kompensation verwendeten Subträger erreicht werden kann.

Die in Ansprüchen 1 und 2 der Anmeldung für diese Aufgabe vorgeschlagene Lösung ist weder aus dem vorliegenden Stand der Technik noch aus dem allgemeinen technischen Fachwissen bekannt und daher für den Fachmann nicht naheliegend. Aus diesen Gründen erfüllt die Anmeldung die Erfordernisse von Artikel 33(3) PCT hinsichtlich der erfinderischen Tätigkeit.

Die Ansprüche 3 und 4 sind von den Ansprüchen 1 und 2 abhängig und erfüllen damit ebenfalls die Erfordernisse des PCT in bezug auf Neuheit und erfinderische Tätigkeit.

Zu Punkt VII

Bestimmte Mängel der internationalen Anmeldung

Folgende Korrekturen der Beschreibung scheinen angebracht:

Seite 29, Zeile 7: Ersetzen von "Gewichtungsfakatoren" durch "Gewichtungsfaktoren",

Seite 29, Zeile 9: Ersetzen von "geichteten" durch "gewichteten",

Seite 37, Zeile 19: Ersetzen von "Basisfunktioen" durch "Basisfunktionen".

Verfahren zur Unterdrückung von schmalen Frequenzbändern

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Unterdrückung von schmalen Frequenzbändern in Ausblendbereichen bei der Übertragung von Daten durch ein Mehrträgerverfahren, z.B. DMT (Discrete Multitone), bei dem ein vorbestimmtes breites Frequenzband in eine Vielzahl von Subkanälen mit diesen zugeordneten Subträgern unterteilt ist und die zu übertragenden Daten im Sender in Blöcke unterteilt, durch Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation (IDFT) moduliert und im Empfänger durch Diskrete-Fourier-Transformation (DFT) demoduliert werden, wodurch jeder Subkanal im Spektrum eine Hauptkeule und mehrere, im Bereich naher Subträger auftretende Nebenkeulen aufweist, wobei zumindest ein Teil der in zumindest einem Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen Ausblendbereich angrenzenden Subträger als Kompensationstöne verwendet werden, die ein ähnliches Frequenzspektrum wie die in dem Ausblendbereich auftretenden Nebenkeulen von außerhalb des Ausblendbereiches vorhandenen Subträgern aufweisen und entsprechend den Datenwerten dieser Nebenkeulen angesteuert werden, um diese zu unterdrücken.

Bei einer Vielzahl von bekannten Datenübertragungssystemen findet eine Übertragung im Frequenzmultiplex statt. Die dabei verwendeten Verfahren sind als Mehrträgerverfahren, Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) und Discrete Multitone (DMT) bekanntgeworden. Ein vorgegebenes, breites Frequenzband wird dabei in sehr viele, sehr schmale Frequenzbänder bzw. Subkanäle unterteilt, über welche Daten mit verschiedenen Modulationsverfahren und Bitraten übertragen werden können. Zur Verteilung der Daten im Sender kann die Inverse-Fast-Fourier-Transformation (IFFT) und zur Rekonstruktion im Empfänger entsprechend die Fast-Fourier-Transformation (FFT) verwendet werden. Problematisch ist hierbei die starke Überlappung der Subkanäle im Frequenzbereich, da jeder aus Haupt- und Nebenkeulen zusammengesetzte Subkanal von den Nebenkeulen mehrerer, benachbarter Subkanäle überlagert wird. Die IFF-Transformation bewirkt jeweils eine Filterung der Subkanäle mit frequenzverschobenen Versionen eines einzigen Prototypfilters. Die geringe Dämpfung der Nachbarsubkanäle verursacht die erwähnte Überlappung durch die Nebenkeulen.

Eine übliche Frequenzmultiplex-Übertragung wie sie mittels DMT-Verfahren realisierbar ist, kann dabei ein sehr breites Frequenzband, z.B. von 300 kHz bis 30 MHz überstreichen, das mit gleich beabstandeten Trägerfrequenzen aufgefüllt ist.

Entsprechend der national jeweils unterschiedlichen Frequenzbereichsnormen treten praktisch in jedem breiten Sendespektrum verbotene Bereiche auf, die für besondere Anwendungen reserviert sind. Diese können durch Amateurfunk-Bereiche, Notruf-Sendebereiche oder andere bekannte Sendebereiche belegt sein. Dadurch ist es unumgänglich, bestimmte Frequenzbereiche freizuhalten, um den Sendebetrieb dieser festgelegten Bereiche nicht zu stören.

Wie vorstehend bereits erwähnt, weist jeder Subkanal neben einer zentralen Hauptkeule symmetrisch um die Trägerfrequenz abfallende Nebenkeulen auf.

Um nun eine ausreichende Unterdrückung eines bestimmten Frequenzbereiches zu erreichen, ist es nicht ausreichend, die in diesem Bereich vorhandenen Subkanäle ohne Modulation zu betreiben, welcher Vorgang auch als Null-Laden der Subträger bezeichnet wird, da aufgrund der geringen Nebenkeulendämpfung ein so starkes Nebensprechen in den benachbarten Kanälen auftritt, daß die von diesen ausgehende Störung immer noch zu groß ist, um den gewünschten Ausblendbereich freizuhalten. Die Leistungsdichte in diesem Ausblendbereich besitzt aufgrund der Nebenkeulen dann immer noch einen nicht zu vernachlässigenden Wert

Bei bisher bekannten Systemen mußten daher relativ viele zu dem freizuhaltenden Bereich benachbart liegende Kanäle unausgesteuert gehalten werden, um so eine ausreichende Absenkung der Nebenkeulen im Ausblendbereich zu erreichen. Nachteilig ist dabei aber der hohe Grad an nicht ausgenutzten Subkanälen, die dafür erforderlich sind, wodurch sich eine relativ schlechte Ausnutzung des gesamten Frequenzbereiches des angewandten Sende-Verfahrens ergibt.

Aus der WO 97/40609 A ist ein Mehrträger-Übertragungsverfahren für xDSL-Anwendungen bekanntgeworden, bei dem zur Unterdrückung eines schmalen Frequenzbandes zusätzlich ein oder mehrere Kompensationstöne am Rande des zu unterdrückenden Frequenzbandes übertragen werden, deren Phase und Amplitude so gewählt ist, daß sie die durch Nebenkeulen von außerhalb des schmalen Frequenzbandes gelegenen Trägern hervorgerufene Sendeleistung innerhalb dieses Frequenzbandes unterdrücken.

Auf diese Weise ist eine Erhöhung der Anzahl der nutzbaren Subkanäle erreichbar.

Es kann gezeigt werden, daß die Beträge der Nebenkeulen jedes Subkanals sich im wesentlichen nur in der Amplitude und in einem konstanten Phasen-Offset unterscheiden. Die Störungen, die ein beliebiger Subkanal in dem Ausblendebereich hervorruft, besitzt daher ein zu allen anderen Störungen ähnliches Spektrum, sodaß die resultierende Gesamtstörung ebenfalls dem einer Nebenkeule ähnelt.

Aus den Datenwerten einer Anzahl von Subkanälen kann die Amplitude und Phase der Nebenkeulenspektren für den Ausblendbereich berechnet und der zu jedem Frequenzzwischenbereich gehörige Kompensationsimpuls durch Addition der einzelnen, dafür berechneten komplexen Nebenkeulenspektren ermittelt werden. Vor der Übertragung werden der oder die so ermittelten Kompensationsimpulse dem Sendesignal so überlagert, daß der Ausblendbereich von störenden Nebenkeulen befreit wird.

Durch Subtraktion eines Kompensationsimpulses mit gleichem Betragsfrequenzgang und gleichem Phasengang wie die Störung im Ausblendbereich kann das Störspektrum im Ausblendbereich genügend stark reduziert werden, um den gewünschten Dämpfungsfaktor zu erzielen.

Außer den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern müssen nur die an der Grenze des Ausblendbereichs und gegebenenfalls ein oder wenige unmittelbar außerhalb der Grenze des Ausblendbereiches gelegener bzw. gelegene Subträger mit Null geladen werden.

Damit werden neben den im Inneren des Ausblendbereiches befindlichen Subträgern jeweils immer nur ein oder wenige, zur Grenze des Ausblendbereiches benachbarter bzw. benachbarte Subträger mit Null beladen und somit eine sehr geringe Anzahl an Subträgern ohne Modulation belassen, wodurch die zur Übertragung nicht verwertbaren Subträger auf ein Minimum reduziert werden können.

Aufgabe der Erfindung ist es, ein eingangs genanntes Verfahren anzugeben, mit dessen Hilfe es möglich ist, eine wirksame Unterdrückung von schmalen Frequenzbändern in Ausblendbereichen durchzuführen, und bei dem nur eine relativ geringe Anzahl an Subträgern zur Ausblendung der schmalen Frequenzbereiche freigehalten werden muß.

Erfindungsgemäß wird dies dadurch erreicht, daß die Aussteuerung der Kompensationstöne so berechnet wird, daß das Integral des gewichteten, gesendeten Leistungsdichte-Spektrums über den gesamten Frequenzbereich minimiert wird.

Die auf diese Weise übertragenen Kompensationstöne können durch die angewandte statistische Berechnungsmethode sehr genau und mit relativ geringem rechnerischen Aufwand berechnet werden.

Erfindungsgemäß wird die Aufgabe weiters dadurch gelöst, daß die Aussteuerung der Kompensationstöne so berechnet wird, daß das Integral über den gesamten Frequenzbereich des gewichteten, quadrierten Betrags der Fourier-Transformierten des gesendeten Datensignals über eine vorbestimmbare Anzahl von Datenblöcken minimiert wird.

Die Genauigkeit der dabei verwendeten deterministischen Berechnungsmethode erhöht sich mit der Anzahl der für die Berechnung zur Verfügung stehenden Datenblöcke. Da der Speicheraufwand dafür nicht beliebig vergrößert werden kann, ergibt sich ein von der Rechnerkapazität abhängiges Ergebnis.

(Weiter auf Seite 6 der ursprünglichen Beschreibung)

Internationale Patentanmeldung PCT/AT99/00310

Anmelder: Telefonieaktiebolaget LM Ericsson et al.

NEUE PATENTANSPRÜCHE

1. Verfahren zur Unterdrückung von schmalen Frequenzbändern in Ausblendbereichen bei der Übertragung von Daten durch ein Mehrträgerverfahren, z.B. Discrete Multitone DMT, bei dem ein vorbestimmtes breites Frequenzband in eine Vielzahl von Subkanälen mit diesen zugeordneten Subträgern unterteilt ist und die zu übertragenden Daten im Sender in Blöcke unterteilt, durch Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation IDFT moduliert und im Empfänger durch Diskrete-Fourier-Transformation DFT demoduliert werden, wodurch jeder Subkanal im Spektrum eine Hauptkeule und mehrere, im Bereich naher Subträger auftretende Nebenkeulen aufweist, wobei zumindest ein Teil der in zumindest einem Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen Ausblendbereich angrenzenden Subträger als Kompensationstöne verwendet werden, die ein ähnliches Frequenzspektrum wie die in dem Ausblendbereich auftretenden Nebenkeulen von außerhalb des Ausblendbereiches vorhandenen Subträgern aufweisen und entsprechend den Datenwerten dieser Nebenkeulen angesteuert werden, um diese zu unterdrücken, **dadurch gekennzeichnet**, daß die Aussteuerung der Kompensationstöne so berechnet wird, daß das Integral des gewichteten, gesendeten Leistungsdichte-Spektrums über den gesamten Frequenzbereich minimiert wird.

2. Verfahren zur Unterdrückung von schmalen Frequenzbändern in Ausblendbereichen bei der Übertragung von Daten durch ein Mehrträgerverfahren, z.B. Discrete Multitone DMT, bei dem ein vorbestimmtes breites Frequenzband in eine Vielzahl von Subkanälen mit diesen zugeordneten Subträgern unterteilt ist und die zu übertragenden Daten im Sender in Blöcke unterteilt, durch Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation IDFT moduliert und im Empfänger durch Diskrete-Fourier-Transformation DFT demoduliert werden, wodurch jeder Subkanal im Spektrum eine Hauptkeule und mehrere, im Bereich naher Subträger auftretende Nebenkeulen aufweist, wobei zumindest ein Teil der in zumindest einem Ausblendbereich

beinhalteten Subträger bzw. an diesen Ausblendbereich angrenzenden Subträger als Kompensationstöne verwendet werden, die ein ähnliches Frequenzspektrum wie die in dem Ausblendbereich auftretenden Nebenkeulen von außerhalb des Ausblendbereiches vorhandenen Subträgern aufweisen und entsprechend den Datenwerten dieser Nebenkeulen angesteuert werden, um diese zu unterdrücken, **dadurch gekennzeichnet**, daß die Aussteuerung der Kompensationstöne so berechnet wird, daß das Integral über den gesamten Frequenzbereich des gewichteten, quadrierten Betrags der Fourier-Transformierten des gesendeten Datensignals über eine vorbestimmbare Anzahl von Datenblöcken minimiert wird.

3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, **dadurch gekennzeichnet**, daß bereits gesendete Daten bei der Berechnung berücksichtigt werden.

4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1, 2 oder 3, **dadurch gekennzeichnet**, daß zwischen den zu Blöcken zusammengefaßten Daten entweder ein Guard-Intervall oder ein zyklisches Prefix übertragen wird.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Intern. Appl. No.

PCT/AT 99/00310

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 7 H04L27/26

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 7 H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X A	<p>WO 97 40609 A (AMATI COMMUNICATIONS CORP ; BINGHAM JOHN A C (US)) 30 October 1997 (1997-10-30)</p> <p>abstract page 2, line 28 - line 38 page 7, line 11 - page 8, line 14 page 9, line 10 - page 10, line 5 page 11, line 12 - page 12, line 5 page 12, line 32 - page 13, line 5 page 19, line 17 - line 21 figures 3,5,12</p>	<p>1-4, 7, 10</p> <p>5, 6, 8</p>

☐ Further documents are listed in the continuation of box C.☒ Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents:

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier document but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
- "&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

5 April 2000

Date of mailing of the international search report

13/04/2000

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040. Tx. 31 651 epo nl,
Fax (+31-70) 340-3018

Authorized officer

Masche, C

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/AT 99/00310

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 9740609 A	30-10-1997	AU 2675397 A	12-11-1997
		AU 3054797 A	12-11-1997
		CA 2251946 A	30-10-1997
		CN 1229553 A	22-09-1999
		EP 0894389 A	03-02-1999
		EP 0894390 A	03-02-1999
		WO 9740608 A	30-10-1997

VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS

PCT

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

(Artikel 18 sowie Regeln 43 und 44 PCT)

Aktenzeichen des Anmelders oder Anwalts 24743/ab	WEITERES VORGEHEN	siehe Mitteilung über die Übermittlung des internationalen Recherchenberichts (Formblatt PCT/ISA/220) sowie, soweit zutreffend, nachstehender Punkt 5
Internationales Aktenzeichen PCT/AT 99/ 00310	Internationales Anmeldedatum (Tag/Monat/Jahr) 21/12/1999	(Frühestes) Prioritätsdatum (Tag/Monat/Jahr) 21/12/1998
Anmelder TELEFONAKTIEBOLAGET LM ERICSSON et al.		

Dieser Internationale Recherchenbericht wurde von der Internationalen Recherchenbehörde erstellt und wird dem Anmelder gemäß Artikel 18 übermittelt. Eine Kopie wird dem Internationalen Büro übermittelt.

Dieser Internationale Recherchenbericht umfaßt insgesamt 2 Blätter.

☒ Darüber hinaus liegt ihm jeweils eine Kopie der in diesem Bericht genannten Unterlagen zum Stand der Technik bei.

1. Grundlage des Berichts

a. Hinsichtlich der Sprache ist die Internationale Recherche auf der Grundlage der internationalen Anmeldung in der Sprache durchgeführt worden, in der sie eingereicht wurde, sofern unter diesem Punkt nichts anderes angegeben ist.

☐ Die Internationale Recherche ist auf der Grundlage einer bei der Behörde eingereichten Übersetzung der internationalen Anmeldung (Regel 23.1 b)) durchgeführt worden.

b. Hinsichtlich der in der internationalen Anmeldung offenbarten Nucleotid- und/oder Aminosäuresequenz ist die Internationale Recherche auf der Grundlage des Sequenzprotokolls durchgeführt worden, das

☐ in der internationalen Anmeldung in schriftlicher Form enthalten ist.

☐ zusammen mit der internationalen Anmeldung in computerlesbarer Form eingereicht worden ist.

☐ bei der Behörde nachträglich in schriftlicher Form eingereicht worden ist.

☐ bei der Behörde nachträglich in computerlesbarer Form eingereicht worden ist.

☐ Die Erklärung, daß das nachträglich eingereichte schriftliche Sequenzprotokoll nicht über den Offenbarungsgehalt der internationalen Anmeldung im Anmeldezeitpunkt hinausgeht, wurde vorgelegt.

☐ Die Erklärung, daß die in computerlesbarer Form erfaßten Informationen dem schriftlichen Sequenzprotokoll entsprechen, wurde vorgelegt.

2. ☐ Bestimmte Ansprüche haben sich als nicht recherchierbar erwiesen (siehe Feld I).

3. ☐ Mangelnde Einheitlichkeit der Erfindung (siehe Feld II).

4. Hinsichtlich der Bezeichnung der Erfindung

☒ wird der vom Anmelder eingereichte Wortlaut genehmigt.

☐ wurde der Wortlaut von der Behörde wie folgt festgesetzt:

5. Hinsichtlich der Zusammenfassung

☒ wird der vom Anmelder eingereichte Wortlaut genehmigt.

☐ wurde der Wortlaut nach Regel 38.2b) in der in Feld III angegebenen Fassung von der Behörde festgesetzt. Der Anmelder kann der Behörde innerhalb eines Monats nach dem Datum der Absendung dieses internationalen Recherchenberichts eine Stellungnahme vorlegen.

6. Folgende Abbildung der Zeichnungen ist mit der Zusammenfassung zu veröffentlichen: Abb. Nr. 11

☒ wie vom Anmelder vorgeschlagen

☐ keine der Abb.

☐ weil der Anmelder selbst keine Abbildung vorgeschlagen hat.

☐ weil diese Abbildung die Erfindung besser kennzeichnet.

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Inter. males Aktenzeichen

PCT/AT 99/00310

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES
IPK 7 H04L27/26

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierte Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)
IPK 7 H04L

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
X A	WO 97 40609 A (AMATI COMMUNICATIONS CORP ;BINGHAM JOHN A C (US)) 30. Oktober 1997 (1997-10-30) Zusammenfassung Seite 2, Zeile 28 - Zeile 38 Seite 7, Zeile 11 -Seite 8, Zeile 14 Seite 9, Zeile 10 -Seite 10, Zeile 5 Seite 11, Zeile 12 -Seite 12, Zeile 5 Seite 12, Zeile 32 -Seite 13, Zeile 5 Seite 19, Zeile 17 - Zeile 21 Abbildungen 3,5,12	1-4,7,10 5,6,8

☐ Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen

☒ Siehe Anhang Patentfamilie

* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

"A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

"E" älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

"L" Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

"O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

"P" Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

"T" Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

"X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden

"Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann nahelegend ist

"&" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

5. April 2000

Abmeldedatum des internationalen Recherchenberichts

13/04/2000

Name und Postanschrift der internationalen Recherchenbehörde
Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentkan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax (+31-70) 340-3018

Bevollmächtigter Beauftragter

Masche, C

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichung, die zur selben Patentfamilie gehören

Intern. Aktenzeichen

PCT/AT 99/00310

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
WO 9740609 A	30-10-1997	AU 2675397 A	12-11-1997
		AU 3054797 A	12-11-1997
		CA 2251946 A	30-10-1997
		CN 1229553 A	22-09-1999
		EP 0894389 A	03-02-1999
		EP 0894390 A	03-02-1999
		WO 9740608 A	30-10-1997

PCT

WELTORGANISATION FÜR GEISTIGES EIGENTUM
Internationales Büro



INTERNATIONALE ANMELDUNG VERÖFFENTLICHT NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE
INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS (PCT)

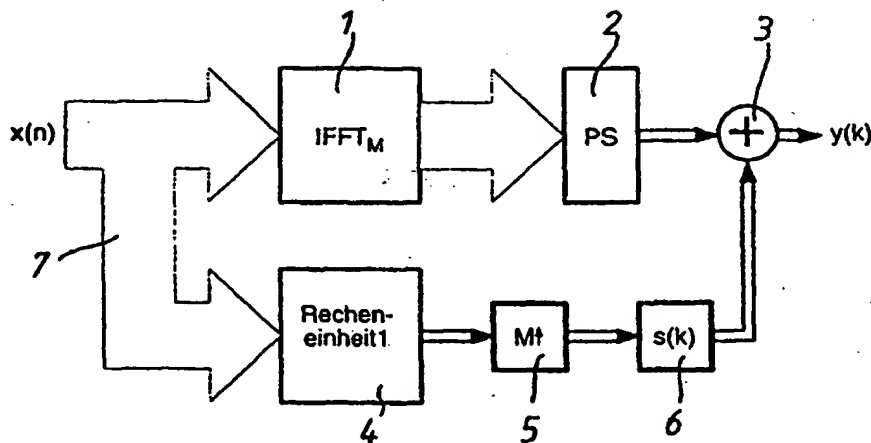
(51) Internationale Patentklassifikation 7 : H04L 27/26		A1	(11) Internationale Veröffentlichungsnummer: WO 00/38386
			(43) Internationales Veröffentlichungsdatum: 29. Juni 2000 (29.06.00)
(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/AT99/00310		(81) Bestimmungsstaaten: AE, AL, AM, AT, AT (Gebrauchsmuster), AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CR, CU, CZ, CZ (Gebrauchsmuster), DE, DE (Gebrauchsmuster), DK, DK (Gebrauchsmuster), DM, EE, EE (Gebrauchsmuster), ES, FI, FI (Gebrauchsmuster), GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KR (Gebrauchsmuster), KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SK (Gebrauchsmuster), SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW, ARIPO Patent (GH, GM, KE, LS, MW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZW), eurasisches Patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), europäisches Patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OAPI Patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).	
(22) Internationales Anmeldedatum: 21. Dezember 1999 (21.12.99)			
(30) Prioritätsdaten: A 2127/98 21. Dezember 1998 (21.12.98) AT			
(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten ausser US): TELEFONAKTIEBOLAGET LM ERICSSON [SE/SE]; Telefonvägen 30, S-126 25 Stockholm (SE).			
(72) Erfinder; und			
(75) Erfinder/Anmelder (nur für US): BALDEMAIR, Robert [AT/AT]; Anton-Denglergasse 22/22, A-1210 Wien (AT).			
(74) Anwalt: GIBLER, Ferdinand; Dorotheergasse 7, A-1010 Wien (AT).		Veröffentlicht Mit internationalem Recherchenbericht.	

(54) Title: METHOD FOR SUPPRESSING NARROW FREQUENCY BANDS

(54) Bezeichnung: VERFAHREN ZUR UNTERDRÜCKUNG VON SCHMALEN FREQUENZBÄNDERN

(57) Abstract

The invention relates to a method for suppressing narrow frequency bands during transmission of data by means of a multi-carrier method, e.g. DMT (discrete multitone). A predetermined broad frequency band is divided into numerous subchannels having sub-carriers assigned thereto. The data to be transmitted is modulated in the transmitter by means of inverse discrete Fourier transformation (IDFT) and is demodulated in the receiver by discrete Fourier transformation (DFT). A pulse for compensating the side lobes which appear in the phase-out area is transmitted for each frequency range having a zero charge and extending between the subcarriers which are contained in the phase-out area or are adjacent to the phase-out area. Said pulse is respectively provided with a frequency range which resembles the side lobes that appear in the intermediate area. Said pulse is controlled according to the data values of the side lobes which appear in the intermediate areas, whereby the compensation pulse/s is/are orthogonally transmitted to the information-carrying subcarriers.



4...WHITHMETIC UNIT 1

Verfahren zur Unterdrückung von schmalen Frequenzbändern

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Unterdrückung von schmalen Frequenzbändern in Ausblendbereichen bei der Übertragung von Daten durch ein Mehrträgerverfahren, z.B. DMT (Discrete Multitone), bei dem ein vorbestimmtes breites Frequenzband in eine Vielzahl von Subkanälen mit diesen zugeordneten Subträgern unterteilt ist und die zu übertragenden Daten im Sender durch Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation (IDFT) moduliert und im Empfänger durch Diskrete-Fourier-Transformation (DFT) demoduliert werden, wodurch jeder Subkanal im Spektrum eine Hauptkeule und mehrere, im Bereich naher Subträger auftretende Nebenkeulen aufweist, wobei zur Unterdrückung zumindest eines schmalen Ausblend-Frequenzbereiches alle in diesem schmalen Ausblendbereich enthaltenen Subträger und weitere, an den schmalen Ausblendbereich angrenzende Subträger mit Null geladen werden.

Bei einer Vielzahl von bekannten Datenübertragungssystemen findet eine Übertragung im Frequenzmultiplex statt. Die dabei verwendeten Verfahren sind als Mehrträgerverfahren, Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) und Discrete Multitone (DMT) bekanntgeworden. Ein vorgegebenes, breites Frequenzband wird dabei in sehr viele, sehr schmale Frequenzbänder bzw. Subkanäle unterteilt, über welche Daten mit verschiedenen Modulationsverfahren und Bitraten übertragen werden können. Zur Verteilung der Daten im Sender kann die Inverse-Fast-Fourier-Transformation (IFFT) und zur Rekonstruktion im Empfänger entsprechend die Fast-Fourier-Transformation (FFT) verwendet werden. Problematisch ist hierbei die starke Überlappung der Subkanäle im Frequenzbereich, da jeder aus Haupt- und Nebenkeulen zusammengesetzte Subkanal von den Nebenkeulen mehrerer, benachbarter Subkanäle überlagert wird. Die IFF-Transformation bewirkt jeweils eine Filterung der Subkanäle mit frequenzverschobenen Versionen eines einzigen Prototypfilters. Die geringe Dämpfung der Nachbarsubkanäle verursacht die erwähnte Überlappung durch die Nebenkeulen.

Eine übliche Frequenzmultiplex-Übertragung wie sie mittels DMT-Verfahren realisierbar ist, kann dabei ein sehr breites Frequenzband, z.B. von 300 kHz bis 30 MHz überstreichen, das mit gleich beabstandeten Trägerfrequenzen aufgefüllt ist.

Entsprechend der national jeweils unterschiedlichen Frequenzbereichsnormen treten praktisch in jedem breiten Sendespektrum verbotene Bereiche auf, die für besondere Anwendungen reserviert sind. Diese können durch Amateurfunk-Bereiche, Notruf-Sendebereiche oder andere bekannte Sendebereiche belegt sein. Dadurch ist es unumgänglich, bestimmte Frequenzbereiche freizuhalten, um den Sendebetrieb dieser festgelegten Bereiche nicht zu stören.

Wie vorstehend bereits erwähnt weist jeder Subkanal neben einer zentralen Hauptkeule symmetrisch um die Trägerfrequenz abfallende Nebenkeulen auf.

Um nun eine ausreichende Unterdrückung eines bestimmten Frequenzbereiches zu erreichen, ist es nicht ausreichend, die in diesem Bereich vorhandenen Subkanäle ohne Modulation zu betreiben, welcher Vorgang auch als Null-Laden der Subträger bezeichnet wird, da aufgrund der geringen Nebenkeulendämpfung ein so starkes Nebensprechen in den benachbarten Kanälen auftritt, daß die von diesen ausgehende Störung immer noch zu groß ist, um den gewünschten Ausblendbereich freizuhalten. Die Leistungsdichte in diesem Ausblendbereich besitzt aufgrund der Nebenkeulen dann immer noch einen nicht zu vernachlässigenden Wert

Bei bisher bekannten Systemen mußten daher relativ viele zu dem freizuhaltenden Bereich benachbart liegende Kanäle unausgesteuert gehalten werden, um so eine ausreichende Absenkung der Nebenkeulen im Ausblendbereich zu erreichen. Nachteilig ist dabei aber der hohe Grad an nicht ausgenutzten Subkanälen, die dafür erforderlich sind, wodurch sich eine relativ schlechte Ausnutzung des gesamten Frequenzbereiches des angewandten Sende-Verfahrens ergibt.

Aufgabe der Erfindung ist es daher, ein Verfahren bzw. ein Übertragungssystem anzugeben, mit dem eine Erhöhung der Anzahl der nutzbaren Subkanäle erreichbar ist.

Erfindungsgemäß wird dies bei einem eingangs genannten Verfahren dadurch erreicht, daß für jeden sich zwischen den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern bzw. an diesen angrenzenden Subträgern mit Nullladung erstreckenden Frequenzbereich zusätzlich jeweils ein Impuls zur Kompensation der im Ausblendbereich auftretenden Nebenkeulen übertragen wird, welcher Impuls jeweils ein den in den Zwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen ähnliches Frequenzspektrum aufweist und der entsprechend den Datenwerten der in den jeweiligen Zwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen angesteuert wird, wobei der oder die Kompensationsimpulse orthogonal zu den informationsübertragenden Subträgern übertragen werden.

Es kann gezeigt werden, daß die Beträge der Nebenkeulen jedes Subkanals sich im wesentlichen nur in der Amplitude und in einem konstanten Phasen-Offset unterscheiden. Die Störungen, die ein beliebiger Subkanal in dem Ausblendegebiet hervorruft, besitzt daher ein zu allen anderen Störungen ähnliches Spektrum, sodaß die resultierende Gesamtstörung ebenfalls dem einer Nebenkeule ähnelt.

In weiterer Ausbildung der Erfindung kann vorgesehen sein, daß aus den Datenwerten einer vorbestimmbaren Anzahl von Subkanälen die Amplitude und Phase der Nebenkeulenspektren für den Ausblendbereich berechnet und der zu jedem Frequenzzwischenbereich gehörige Kompensationsimpuls durch Addition der einzelnen, dafür berechneten komplexen Nebenkeulenspektren ermittelt wird, und daß vor der Übertragung der oder die so ermittelten Kompensationsimpulse dem Sendesignal so überlagert werden, daß der Ausblendbereich von störenden Nebenkeulen befreit wird.

Durch Subtraktion eines Kompensationsimpulses mit gleichem Betragsfrequenzgang und gleichem Phasengang wie die Störung im Ausblendbereich kann

das Störspektrum im Ausblendbereich genügend stark reduziert werden, um den gewünschten Dämpfungsfaktor zu erzielen.

In weiterer Ausbildung der Erfindung kann vorgesehen sein, daß außer den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern nur die an der Grenze des Ausblendbereichs und gegebenenfalls ein oder wenige unmittelbar außerhalb der Grenze des Ausblendbereiches gelegener bzw. gelegene Subträger mit Null geladen werden.

Damit werden neben den im Inneren des Ausblendbereiches befindlichen Subträgern jeweils immer nur ein oder wenige, zur Grenze des Ausblendbereiches benachbarter bzw. benachbarte Subträger mit Null beladen und somit eine sehr geringe Anzahl an Subträgern ohne Modulation belassen, wodurch die zur Übertragung nicht verwertbaren Subträger auf ein Minimum reduziert werden können.

Weiters betrifft die Erfindung ein Verfahren zur Unterdrückung von schmalen Frequenzbändern in Ausblendbereichen bei der Übertragung von Daten durch ein Mehrträgerverfahren, z.B. DMT (Discrete Multitone), bei dem ein vorbestimmtes breites Frequenzband in eine Vielzahl von Subkanälen mit diesen zugeordneten Subträgern unterteilt ist und die zu übertragenden Daten im Sender durch Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation (IDFT) moduliert und im Empfänger durch Diskrete-Fourier-Transformation (DFT) demoduliert werden, wodurch jeder Subkanal im Spektrum eine Hauptkeule und mehrere, im Bereich naher Subträger auftretende Nebenkeulen aufweist.

Die Aufgabe der Erfindung besteht darin, ein vorstehend genanntes Verfahren zu schaffen, mit dem die Anzahl der verwendbaren Subträger zur Übertragung von Information gegenüber bisher üblichen Werten gesteigert werden kann und wobei ein geringerer technischer Aufwand erforderlich ist.

Erfindungsgemäß wird dies dadurch erzielt, daß für jeden sich zwischen den in zumindest einem Ausblendbereich beinhalteten Subträgern bzw. an diesen angrenzenden Subträgern erstreckenden Frequenzbereich die in diesen Frequenzzwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen und daraus die erforderliche Beladung der im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen angrenzenden Subträger berechnet werden, um eine Kompensation der im Ausblendbereich auftretenden Nebenkeulen zu erreichen, und daß die im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. die an diesen angrenzenden Subträger mit der berechneten Beladung übertragen werden, wobei die verbleibenden, restlichen Subträger unverändert bleiben.

Auf diese Weise müssen nicht erst Kompensationsimpulse entworfen und dem Sendesignal überlagert werden, sondern es kann die Subträgerbeladung der sonst auf Null gesetzten Subträger innerhalb des Ausblendbereiches bzw. an diesen angrenzend so eingestellt werden, daß dadurch eine Kompensation der störenden Nebenkeulen ermöglicht wird.

Weiters betrifft die Erfindung ein Übertragungssystem zur Übertragung von Daten mittels eines Mehrträgerverfahrens, z.B. DMT (Discrete Multitone), und zur Unterdrückung mindestens eines schmalen Ausblend-Frequenzbereiches, mit einer eine

Inverse-Diskrete-Fourier-Transformationseinheit (IDFT) umfassenden Sendeeinheit, mit der eine Vielzahl den Sendefrequenzbereich unterteilenden Subkanäle mit zugeordneten Subträgern modulierbar ist und einer eine Diskrete-Fourier-Transformationseinheit (DFT) umfassenden Empfangseinheit, wobei in der IDF-Einheit alle im Ausblendbereich beinhalteten bzw. die an den Ausblendbereich anschließenden Subträger mit Null ladbar sind, insbesondere zur Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens.

Die Aufgabe der Erfindung besteht darin, ein vorstehend genanntes Übertragungssystem anzugeben, mit dem die Anzahl der zur Modulation verfügbaren Subträger erhöht werden kann.

Erfindungsgemäß wird dies dadurch erreicht, daß für jeden sich zwischen den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern bzw. an diesen anschließenden Subträgern erstreckenden Frequenzbereich eine Recheneinheit zur Berechnung von durch außerhalb des Ausblendbereiches liegende Subkanäle hervorgerufenen Nebenkeulen vorgesehen ist, wobei am Eingang der Recheneinheit die zu übertragenden Daten anlegbar und am Ausgang der Recheneinheit die berechnete Amplitude und Phase der summierten Nebenkeulen abgreifbar sind, daß an den Ausgang jeder Recheneinheit ein Kompensationsfilter angeschlossen ist, dessen Übertragungsfunktion gleich oder ähnlich dem Spektrum der Nebenkeulen des entsprechenden Frequenzzwischenbereiches ist, und daß der Ausgang des Kompensationsfilters mit einem ersten Eingang eines Subtraktionsglieds und der Ausgang der IDF-Einheit mit einem zweiten Eingang des Subtraktionsglieds verbunden ist, sodaß am Ausgang des Subtraktionsglieds ein störungskompensiertes Sendesignal abgreifbar ist.

Durch das Vorsehen einer Recheneinheit kann vor dem Absenden jedes Datenblocks die im Ausblendbereich bewirkte Störung errechnet und kompensiert werden, sodaß dieser Bereich frei von Störungen gehalten werden kann.

Weiters betrifft die Erfindung ein Übertragungssystem zur Übertragung von Daten mittels eines Mehrträgerverfahrens, z.B. DMT (Discrete Multitone), und zur Unterdrückung mindestens eines schmalen Ausblend-Frequenzbereiches, mit einer eine Inverse-Diskrete-Fourier-Transformationseinheit (IDFT) umfassenden Sendeeinheit, mit der eine Vielzahl den Sendefrequenzbereich unterteilenden Subkanäle mit zugeordneten Subträgern modulierbar sind und einer eine Diskrete Fourier-Transformationseinheit (DFT) umfassenden Empfangseinheit, insbesondere zur Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens.

Die Aufgabe der Erfindung besteht darin, ein vorstehend genanntes Übertragungssystem anzugeben, mit dem die Anzahl der zur Modulation verfügbaren Subträger erhöht und der technische Aufwand möglichst gering gehalten werden kann.

Erfindungsgemäß wird dies dadurch erreicht, daß vor die IDFT-Einheit für jeden im Ausblendbereich beinhalteten bzw. an diesen anschließenden Subträger eine Recheneinheit zur Berechnung von durch außerhalb des Ausblendbereiches liegende Subkanäle hervorgerufenen Nebenkeulen geschaltet ist, wobei am Eingang der Recheneinheit die zu übertragenden Daten anlegbar sind und am Ausgang der Recheneinheit

die im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen anschließenden Subträger mit einer die Nebenkeulen kompensierenden Beladung abgreifbar sind, welche zusammen mit den unveränderten Beladungen der restlichen, außerhalb des Ausblendbereiches liegenden Subträger von der IDFT-Einheit einlesbar sind.

Auf diese Weise ist die Überlagerung der Kompensationsimpulse mit dem Sendesignal hinfällig und die Subträger im Ausblendbereich werden bereits so geladen, daß eine ausreichende Kompensation der Nebenkeulen erzielt werden kann.

Weiters betrifft die Erfindung ein Verfahren zur Unterdrückung von schmalen Frequenzbändern in Ausblendbereichen bei der Übertragung von Daten durch ein Mehrträgerverfahren, z.B. DMT (Discrete Multitone), bei dem ein vorbestimmtes breites Frequenzband in eine Vielzahl von Subkanälen mit diesen zugeordneten Subträgern unterteilt ist und die zu übertragenden Daten im Sender durch Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation (IDFT) moduliert und im Empfänger durch Diskrete-Fourier-Transformation (DFT) demoduliert werden, wodurch jeder Subkanal im Spektrum eine Hauptkeule und mehrere, im Bereich naher Subträger auftretende Nebenkeulen aufweist.

Aufgabe der Erfindung ist es, ein vorgenanntes Verfahren anzugeben, mit dessen Hilfe es möglich ist, eine wirksame Unterdrückung von schmalen Frequenzbändern in Ausblendbereichen durchzuführen, und bei dem nur eine relativ geringe Anzahl an Subträgern für die Informationsübertragung zur Ausblendung der schmalen Frequenzbereiche freigehalten werden muß.

Erfindungsgemäß wird dies dadurch erreicht, daß zumindest ein Teil der in zumindest einem Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen Ausblendbereich angrenzende Subträger als Kompensationstöne verwendet werden, deren Beladung so berechnet wird, daß das Integral des gewichteten, gesendeten Leistungsdichte-Spektrums über den gesamten Frequenzbereich minimiert wird.

Die auf diese Weise übertragenen Kompensationstöne können durch die angewandte statistische Berechnungsmethode sehr genau und mit relativ geringem rechnerischen Aufwand berechnet werden.

Erfindungsgemäß wird die Aufgabe weiters dadurch gelöst, daß zumindest ein Teil der in zumindest einem Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen Ausblendbereich angrenzende Subträger als Kompensationstöne verwendet werden, deren Beladung so berechnet wird, daß das Integral über den gesamten Frequenzbereich des gewichteten, quadrierten Betrages der Fourier-Transformierten des gesendeten Datensignals über eine vorbestimmbare Anzahl von Datenblöcken minimiert wird.

Die Genauigkeit der dabei verwendeten deterministischen Berechnungsmethode erhöht sich mit der Anzahl der für die Berechnung zur Verfügung stehenden Datenblöcke. Da der Speicheraufwand dafür nicht beliebig vergrößert werden kann, ergibt sich ein von der Rechnerkapazität abhängiges Ergebnis.

Gemäß einer weiteren Fortbildung der Erfindung können bereits gesendete Daten bei der Berechnung berücksichtigt werden. Durch die Einbeziehung der bereits gesendeten Daten kann die Genauigkeit der Berechnung erhöht werden.

Gemäß einem weiteren Merkmal der Erfindung kann zwischen den zu Blöcken zusammengefaßten Daten entweder ein Guard-Intervall oder ein zyklisches Prefix übertragen wird. Das erfindungsgemäße Verfahren kann für beide Arten der Intervall-Bildung angewandt werden.

Nachfolgend wird die Erfindung anhand der in den Zeichnungen dargestellten Ausführungsbeispiele eingehend erläutert. Es zeigt dabei

Fig.1 den Betragsfrequenzgang eines Prototypfilters;

Fig.2 den durch Interferenz von drei Subkanälen hervorgerufenen Betragsfrequenzgang;

Fig.3 ein Ersatzschaltbild einer Inversen-Diskreten- Fourier-Transformation;

Fig.4 den Betragsfrequenzgang eines Prototypfilters;

Fig.5 den Phasenfrequenzgang eines Prototypfilters;

Fig.6 den Betrag der Übertragungsfunktionen von drei Subträgern;

Fig.7 den Phasengang der Übertragungsfunktionen von drei Subträgern;

Fig.8 die übereinandergeschobenen und normierten Nebenkeulen eines Prototypfilters für $M=16$;

Fig.9 den Betragsfrequenzgang mit einem Ausblendbereich;

Fig.10a und 10b jeweils eine schematische Darstellung eines Ausblendbereiches;

Fig.11 ein Blockschaltbild des Sendeteils einer Ausführungsform des erfindungsgemäßen Übertragungssystems;

Fig.12 ein Blockschaltbild des Sendeteils einer weiteren Ausführungsform des erfindungsgemäßen Übertragungssystems;

Fig.13 den Betragsfrequenzgang von Übertragungsfunktionen mit einem Ausblendbereich;

Fig.14 den Betrag der Sollübertragungsfunktionen für einen Kompensationsimpuls;

Fig.15 eine schematische Darstellung des Sendesignals bei Verwendung eines zyklischen Prefix;

Fig.16 und Fig.17 Betragsfrequenz- und Phasengang der Übertragungsfunktionen von Subträgern;

Fig.18 eine schematische Darstellung der Vektoren $g(n)$;

Fig.19 die Sollübertragungsfunktion und zwei Kompensationsimpulse unterschiedlicher Länge;

Fig. 20 eine schematische Darstellung von $v(n)$;

Fig. 21 Leistungsdichtespektrum für Übertragung mit $M=512$ Subkanälen;

Fig.22 bis 24 vergrößerte Ausschnitte der Ausblendbereiche aus Fig.21;

Fig. 25 Leistungsdichtespektrum für Übertragung mit $M=1024$ Subkanälen;

Fig.26 bis 28 vergrößerte Ausschnitte der Ausblendbereiche aus Fig.25;

Fig. 29 Leistungsdichtespektrum für Übertragung mit $M=2048$ Subkanälen;

Fig.30 bis 32 vergrößerte Ausschnitte der Ausblendbereiche aus Fig.21;

Fig.33 ein Blockschaltbild eines Übertragungssystems zur Durchführung einer Ausführungsform des erfindungsgemäßen Verfahrens;

Fig.34 eine Tabelle mit den für ein herkömmliches Übertragungsverfahren verwendeten nullgeladenen Subträgern;

Fig.35 ein Diagramm des Leistungsdichtespektrums für ein Übertragungsverfahren entsprechend Fig.34;

Fig.36 Details des Diagramms nach Fig.35;

Fig.37 eine Tabelle mit den für eine Ausführungsform des erfindungsgemäßen Verfahrens verwendeten nullgeladenen Subträgern;

Fig.38 ein Diagramm des Leistungsdichtespektrums für ein Übertragungsverfahren entsprechend Fig.37;

Fig.39 Details des Diagramms nach Fig.38;

Fig.40 eine Tabelle mit den für eine Ausführungsform des erfindungsgemäßen Verfahrens verwendeten nullgeladenen Subträgern;

Fig.41 ein Diagramm des Leistungsdichtespektrums für ein Übertragungsverfahren entsprechend Fig.40;

Fig.42 Details des Diagramms nach Fig.41;

Fig.43 eine Tabelle mit den für eine Ausführungsform des erfindungsgemäßen Verfahrens verwendeten nullgeladenen Subträgern;

Fig.44 ein Diagramm des Leistungsdichtespektrums für ein Übertragungsverfahren entsprechend Fig.43 und

Fig.45 Details des Diagramms nach Fig.44.

Bei auf Frequenzmultiplex beruhenden Übertragungssystemen, die unter den Bezeichnungen Mehrträgerverfahren, Orthogonal Frequency Multiplex (OFDM) und Discrete Multitone (DMT) bekanntgeworden sind, ist ein breites Frequenzband in eine Vielzahl sehr schmaler Frequenzbänder bzw. Subkanäle unterteilt, denen jeweils gleichmäßig voneinander beabstandete Subträger zugeordnet sind.

Eine Vielzahl von Anwendungen des DMT-Verfahren haben die xDSL-Übertragungsverfahren, z.B. ADSL, mit sich gebracht. Die Modulation der Sendedaten auf der Senderseite erfolgt durch eine Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation (IDFT), während die übertragenen Daten empfängerseitig mit Hilfe der Diskreten-Fourier-Transformation (DFT) demoduliert werden.

Zur Vereinfachung der im folgenden dargelegten Überlegungen wird zunächst die Übertragung über einen völlig dispersionsfreien Kanal betrachtet, sodaß keine Verzerrungen der übertragenen Sendesignale auftreten.

Der zu übertragende Datenstrom $A_k = 0,1,2,\dots$ wird in Blöcken der Länge M zusammengefaßt, wobei M die Anzahl der Subkanäle bedeutet. Gleichzeitig ist M die Blocklänge der IDFT.

$$\begin{aligned} 0. \text{ Block } A_0 &= [A_0 \quad A_1 \quad \dots \quad A_{M-1}]^T \\ 1. \text{ Block } A_M &= [A_M \quad A_{M+1} \quad \dots \quad A_{2M-1}]^T \\ &\vdots \\ m. \text{ Block } A_{mM} &= [A_{mM} \quad A_{mM+1} \quad \dots \quad A_{mM+M-1}]^T \\ &\vdots \end{aligned}$$

Für ein reelles Sendesignal können nur $M/2$ der Daten frei gewählt werden, die restlichen $M/2$ Daten sind konjugiert komplex zu den erstgenannten $M/2$ Daten (z.B. ADSL mit 256 Tönen ergibt $M = 512$)

$$\begin{aligned} a_0 &= [a_0 \quad a_1 \quad \dots \quad a_{M-1}]^T = \sqrt{M} \cdot \text{IDFT}_M\{A_0\} \\ a_M &= [a_M \quad a_{M+1} \quad \dots \quad a_{2M-1}]^T = \sqrt{M} \cdot \text{IDFT}_M\{A_M\} \\ &\vdots \\ a_{mM} &= [a_{mM} \quad a_{mM+1} \quad \dots \quad a_{mM+M-1}]^T = \sqrt{M} \cdot \text{IDFT}_M\{A_{mM}\} \\ &\vdots \end{aligned}$$

Die Blöcke a_{kM} , $k = 0,1,2,\dots$ werden seriell an den Ausgang gelegt und übertragen.

In Fig.1 ist für ein Übertragungssystem mit $M=16$ Subkanälen das Übersprechen eines Subkanals 0 auf die übrigen Subkanäle dargestellt. Ein Subkanal setzt sich im Frequenzbereich somit aus einer Hauptkeule und mehreren Nebenkeulen zusammen. Eine Überlagerung von drei der insgesamt sechzehn Subträgern ist in Fig.2 gezeigt.

Die Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation (IDFT) kann durch einen Transmultiplexer, welcher in Fig.3 abgebildet ist, dargestellt werden, wobei die seriellen Daten nach einer Überabtastung, bei der jedem Datum $M-1$ Nullen hinzugefügt werden, parallel einem Satz von Filtern $h_k(n)$ zugeleitet werden, $k = 0, 1, 2, \dots, M-1$. Das Filter $h_0(n)$ ist dabei ein Prototypfilter, dessen Zeitbereich über die Länge M läuft, alle anderen Filter $h_k(n)$ $k=1,2,\dots,M-1$ stellen frequenzverschobene Versionen dieses Prototypfilters $h_0(n)$ dar.

$$h_0(n) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{M}} & \text{für } n = 0, 1, \dots, M-1 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \iff H_0(e^{j\theta}) = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{\sin \frac{M\theta}{2}}{\sin \frac{\theta}{2}} e^{-j\theta \frac{M-1}{2}}$$

Die weiteren Filter $h_k(n)$, $k=1,2, M-1$ ergeben sich durch Verschiebung des Prototypfilters $H_0(e^{j\theta})$ um $(2\pi/M) \cdot k$.

$$h_k(n) = h_0(n)e^{j\frac{2\pi}{M}kn} \iff H_k(e^{j\theta}) = H_0(e^{j(\theta - \frac{2\pi}{M}k)}) \quad (1)$$

In Fig.4 und Fig.5 ist das zugehörige Bode-Diagramm des Prototypfilters für eine IDF-Transformation mit einer Blocklänge von $M=16$ dargestellt. Die Nebenkeulen unterscheiden sich relativ deutlich hinsichtlich ihrer Amplituden, die symmetrisch zur Hauptkeule bei $\theta/\pi=0$ abfallen. Kein wesentlicher Unterschied ist hingegen in den Frequenzgängen zu beobachten, wobei das Prototypfilter eine lineare Phase in allen Nebenkeulen aufweist. Das durch einen beliebigen Nutzkanal in einem Ausblendbereich hervorgerufene Störspektrum ist daher bis auf einen komplexen Skalierungsfaktor den durch andere Nutzkanäle hervorgerufenen Störspektren ähnlich.

Gemäß Fig.3 steuert das Datum k das Filter $h_k(n)$ bzw. $H_k(e^{j\theta})$ an. Der größte Anteil der Signalleistung wird im Band $(k-1)2\pi/M \leq \theta < (k+1)2\pi/M$ übertragen.

Aufgrund der Nebenkeulen der Übertragungsfunktion $H_k(e^{j\theta})$ wird aber auch ein nicht zu vernachlässigender Anteil in den Nachbarkanälen übertragen. Soll die Leistungsdichte in einem bestimmten Frequenzbereich unter einem bestimmten Wert bleiben, ist es daher auch nicht ausreichend, das oder die diesem Bereich entsprechenden Filter nicht anzuregen, da die Nebenkeulen in den Übertragungsfunktionen benachbarter Kanäle bewirken, daß die Leistungsdichte noch immer einen nicht zu vernachlässigenden Wert besitzt. Durch das langsame Abklingen der Nebenkeulen wirken diese sich als Übersprechen in den benachbarten Kanälen aus, wobei die erste Nebenkeule ein nur um 13 dB geringeres Maximum als die Hauptkeule aufweist (Fig.4).

In Fig.6 und 7 sind der besseren Übersichtlichkeit wegen bei einem $M=16$ Subkanäle aufweisenden Frequenzbereich nur die Beträge und Phasen der Übertragungsfunktionen für die Kanäle $k=2,3$ und 13 abgebildet. Aus Fig.6 und 7 geht klar hervor, daß das Ansteuern der drei gezeigten Filter nicht nur in deren eigenen Subkanälen sondern aufgrund der geringen Nebenkeulendämpfung auch in den anderen Subkanälen zu beachtlichen Leistungsdichten führt, wobei im gezeigten Fall jeder Subkanal eine Auswirkung auf alle Subkanäle hat, sodaß sich insgesamt fünfzehn Nebenkeulen in jedem Subkanal überlagern. Jeder Subkanal entspricht dabei einem Frequenzbereich von $2\pi/16$. Bei wesentlich höherer Subkanalanzahl ist die effektive Nachbar-Wechselwirkung nur auf die jeweils nächsten Subkanäle beschränkt.

Werden die Nebenkeulen der drei gezeigten Übertragungsfunktionen in einem Subkanal z.B. $4 \cdot 2\pi/16 \leq \theta < 5 \cdot 2\pi/16$ betrachtet, so ist ersichtlich, daß ihr Maximum zwar

unterschiedliche Werte besitzt, aber alle sich überlappenden Nebenkeulen einen ähnlichen Verlauf besitzen.

Dies wird aus der Darstellung gemäß Fig.8 deutlich, in der alle Nebenkeulen des Prototypfilters $h_0(n)$ für $M=16$ auf den Wert 1 normiert und im Frequenzbereich übereinandergeschoben sind. Alle Nebenkeulen besitzen einen ähnlichen Verlauf bezüglich ihres Betragsspektrums.

Wie aus Gleichung 1 bereits zu ersehen ist, besitzt das Prototypfilter und alle verschobenen weiteren Filter eine lineare Phase. In Fig.7 sind die Phasenverläufe für die Übertragungsfunktionen von drei verschiedenen Subkanälen wiedergegeben, sie besitzen alle die gleiche Steigung und können durch Addition einer konstanten Phase ineinander übergeführt werden.

In dem gezeigten Frequenzband kann es nun erforderlich sein, bestimmte verbotene Bereiche in ihrer Leistungsdichte so herabzusetzen, daß sie keine störende Auswirkung auf bereits existierende Sendebereiche, z.B. Amateur- und Rettungsfunkbereiche, haben können. Ein konkretes Beispiel für eine solche Absenkung kann darin bestehen, die Leistungsdichte in einem Bereich von 7 bis 7,1 MHz von -60 dBm auf -80 dBm verläßlich zu reduzieren (VDSL).

Im folgenden wird zunächst angenommen, daß der Ausblendbereich genau zwischen zwei Subträgern k und $k+1$ lokalisiert ist, sodaß der entsprechende Frequenzbereich zwischen $k \cdot 2\pi/M \leq \Theta < (k+1)2\pi/M$ liegt. Die beiden angenommenen Träger k und $k+1$ übertragen den Hauptanteil ihrer Sendeleistung in dem gewählten Ausblendbereich und müssen daher auf jeden Fall auf Null gesetzt werden. Weiter entfernt liegende Träger, z.B. $k-1$, $k-2$, $k+2$, $k+3$, wirken zwar nicht durch ihre Haupt- aber durch ihre Nebenkeulen auf den auszublendenden Frequenzbereich. Die Gesamtstörung der Nachbarträger errechnet sich daher durch die komplexe Addition aller in der Intensität noch relevanten Nebenkeulen.

Die Störung eines Nachbarkanals auf den Ausblendbereich ist das Datum des Nachbarkanals multipliziert mit der Wirkung der Nebenkeule im Ausblendbereich.

Fig.9 stellt die Störungen der Nachbarkanäle für ein System mit $M=8$ Subträgern dar. Der ausgewählte Ausblendbereich ist $2 \cdot 2\pi/8 \leq \Theta < 3 \cdot 2\pi/8$. Träger 2 und 3 sind auf Null gesetzt, die Belegung der restlichen Träger ist beliebig. Gemäß Stand der Technik war es bisher üblich, auch weiter außerhalb des unmittelbaren Ausblendbereiches liegende Subträger mit Null zu laden, um damit zu erreichen, daß die durch sie bewirkten Nebenkeulen nicht im Ausblendbereich stören können. Dadurch war man aber gezwungen auf eine relativ große Anzahl an Subkanälen außerhalb des Ausblendbereiches zu verzichten. Die Umsetzung des erfindungsgemäßen Verfahrens behebt diesen Nachteil auf die im folgenden beschriebene Weise.

Da wie vorstehend bereits festgestellt, alle Nebenkeulen einen ähnlichen Betragsverlauf besitzen, muß die Gesamtstörung im Ausblendbereich einen Betragsverlauf besitzen, welcher dem der Nebenkeulen ähnlich ist. Diese Eigenschaft ist unabhängig von

den Daten der Nachbarkanäle, welche nur das Maximum und die Phase der Gesamtstörung bestimmen.

Es ist daher möglich, einen Impuls zu entwerfen, der innerhalb des Ausblendbereiches ein Spektrum besitzt, das dem der Gesamtstörung möglichst ähnlich ist und diesen mit dem Sendespektrum zu übertragen. Außerhalb dieses Bereiches soll sein Spektrum möglichst klein sein. Die Daten der Nachbarkanäle bestimmen nur die Anregung des Filters.

Wird der Ausblendbereich nicht durch zwei benachbarte Subträger begrenzt, so müssen zusätzlich alle Subträger innerhalb des Ausblendbereiches Null gesetzt werden. Ein solcher Fall ist in Fig.10a dargestellt. Die mit "*" gekennzeichneten Subträger sind auf Null zu setzen.

Endet der Ausblendbereich nicht genau bei einem sondern zwischen zwei Subträgern, so muß der jeweils äußere ebenfalls auf Null gesetzt werden, wie aus Fig.10b ersichtlich ist. Unter Umständen müssen auch die nächsten angrenzenden Subkanäle mit Null geladen werden.

Umfaßt der Ausblendbereich mehrere Subträger, so reicht es nicht aus, nur einen Kompensationsimpuls zu übertragen, da das störende Maximum der Nebenkeulen jeweils zwischen zwei benachbarten Subträgern auftritt. In Fig. 10a müssen daher fünf und in Fig.10b sechs Kompensationsimpulse erzeugt werden.

Erfindungsgemäß wird daher für jeden sich zwischen den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern bzw. an diesen angrenzenden Subträgern mit Nullladung erstreckenden Frequenzbereich zusätzlich jeweils ein Impuls zur Kompensation der im Ausblendbereich auftretenden Nebenkeulen übertragen, welcher Impuls jeweils ein den in den Zwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen ähnliches Frequenzspektrum aufweist und der entsprechend den Datenwerten der in den jeweiligen Zwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen angesteuert wird, wobei der oder die Kompensationsimpulse orthogonal zu den informationsübertragenden Subträgern übertragen werden.

Aus den Datenwerten einer vorbestimmbaren Anzahl von Subkanälen wird die Amplitude und Phase der Nebenkeulenspektren für den Ausblendbereich berechnet und der zu jedem Frequenzzwischenbereich gehörige Kompensationsimpuls durch Addition der einzelnen, dafür berechneten komplexen Nebenkeulenspektren ermittelt. Vor der Übertragung werden der oder die so ermittelten Kompensationsimpulse dem Sendesignal so überlagert, daß der Ausblendbereich von störenden Nebenkeulen befreit wird.

Eine besonders hohe Anzahl an nutzbaren Subträgern läßt sich erreichen, indem außer den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern nur die an der Grenze des Ausblendbereiches bzw. die nahe außerhalb der Grenze des Ausblendbereiches gelegenen Subträger mit Null geladen werden. Unter Ladung wird die Aussteuerung eines Subträgers verstanden.

In Fig.11 und 12 sind Varianten von Sendeteilen eines erfindungsgemäßen Übertragungssystem in Form von Prinzipblockschaltbildern angegeben, mit denen das erfindungsgemäße Verfahren durchgeführt werden kann.

In Fig.11 umfaßt die Sendeeinheit eine Inverse-Diskrete-Fourier-Transformationseinheit (IDFT) 1, mit der eine Vielzahl den Sendefrequenzbereich unterteilende Subkanäle mit zugeordneten Subträgern modulierbar ist. Die nicht dargestellte Empfangseinheit beinhaltet eine entsprechende Diskrete-Fourier-Transformationseinheit (DFT), mit der die übertragenen Daten demoduliert werden können.

Über die IDFT-Einheit 1 können alle im Ausblendbereich beinhalteten bzw. die an den Ausblendbereich anschließenden Subträger mit Null geladen werden, sodaß im gewünschten Ausblendbereich keine Hauptkeulen von Subträgern auftreten können.

Die zu übertragenden Daten werden über die Eingabeeinheit 7 als Vektor $x(n)$ an die IDFT-Einheit 1 und an eine Recheneinheit 4 weitergegeben. Letztere dient der Berechnung von durch außerhalb des Ausblendbereiches liegende Subkanäle hervorgerufenen Nebenkeulen. Aus diesen kann die Amplitude und Phase der Gesamtstörung im Ausblendbereich durch Addition der Einzelstörungen berechnet werden. Umfaßt der Ausblendbereich mehrere Subträger, so ist für jeden ganz oder teilweise innerhalb des Ausblendbereiches auftretenden Frequenzbereich zwischen zwei Subträgern jeweils eine eigene Recheneinheit 4 vorgesehen, die an ihrem Ausgang jeweils über eine Einheit zur Überabtastung 5 mit dem Eingang eines zugeordneten Kompensationsfilters 6 verbunden ist, dessen Übertragungsfunktion gleich oder ähnlich dem Spektrum der Nebenkeulen des entsprechenden Frequenzzwischenbereiches ist. In Fig.11 ist ein Blockschaltbild für nur einen Frequenzzwischenbereich dargestellt.

Der Ausgang des Kompensationsfilters $s(k)$ 6 ist mit einem ersten Eingang eines Subtraktionsglieds 3 und der Ausgang der IDFT-Einheit 1 mit einem zweiten Eingang des Subtraktionsglieds 3 verbunden, sodaß am Ausgang des Subtraktionsglieds 3 ein störungskompensiertes Sendesignal abgreifbar ist.

Wird das Filter 6 durch einen Impuls mit der in der Recheneinheit 4 berechneten Amplitude und Phase der Gesamtstörung angeregt, ergibt sich im Ausblendbereich ein Kompensationssignal, dessen Spektrum dem der Störung sehr ähnlich ist.

Der Ausgang der IDFT-Einheit 1 berechnet die inverse diskrete Fouriertransformation des anliegenden Datenvektors $x(n)$ und eine Parallel/Serienwandel-Einheit 2 wandelt den parallelen, aus der IDFT-Einheit 1 kommenden Datenstrom in einen seriellen Symbolfluß um. Weil im Datenvektor $x(n)$ die an den Ausblendbereich anschließenden Subträger mit Null geladen worden sind, setzt sich das gesamte Signal in diesem Frequenzbereich nur aus Übersprechanteilen zusammen. Das Ausgangssignal des Filters 6 besitzt innerhalb des Ausblendbereiches ein ähnliches Spektrum wie das Spektrum des Übersprechsignals. Durch Subtraktion dieser beiden Signale wird das Sendespektrum im Ausblendbereich stark reduziert, z.B. um mehr als 20 dB.

Liegt der Ausblendbereich nicht genau zwischen zwei benachbarten Subträgern, sondern dehnt sich dieser über mehrere Subkanäle aus bzw. soll das Leistungsdichtespektrum in mehreren, voneinander getrennten Bändern unterdrückt werden, muß der Zweig mit der Recheneinheit 4 und dem Filter 6 für jeden Frequenzbereich zwischen zwei Subträgern zusätzlich ausgeführt werden. Die jeweiligen Filter $s_i(k)$ 6 der einzelnen Zweige müssen dann das Störspektrum im jeweiligen Zwischenbereich nachbilden. Die in Fig.12 dargestellte Variante benutzt die im Ausblendbereich enthaltenen Subträger, um die Kompensation der störenden Nebenkeulen durchzuführen. Die Übertragungsfunktion der Filter $s_i(k)$ spannen einen Vektorraum auf. Um die Daten im Empfänger durch Anwenden einer Diskreten Fourier-Transformation rückgewinnen zu können, ist es erforderlich, daß die Übertragungsfunktionen der Filter $s_i(k)$ orthogonal zu den Übertragungsfunktionen der verwendeten Töne der Inversen-Fourier-Transformationseinheit gewählt werden. In diesem Fall bietet sich als Basis des durch die $s_i(k)$ aufgespannte Vektorraumes das Set der Übertragungsfunktionen der nicht verwendeten IFFT-Kanäle an. Werden diese Funktionen als Basis verwendet, so ist es möglich, die Filterungen mit den $s_i(k)$ in die Inverse Fourier-Transformation hineinzuziehen. In diesem Fall werden die Subkanäle, welche mit den Ausblendbereichen überlappen, nicht mit Null sondern mit in der Recheneinheit 4' berechneten Werten geladen, sodaß IDFT und Filterung die gleichen Ergebnisse liefern. Die Recheneinheit 4' berechnet die neuen Werte, mit denen die Subkanäle, welche mit den Ausblendbereichen überlappen, geladen werden müssen. Die Daten in den anderen Subkanälen werden dabei nicht verändert. Dazu sind am Eingang der Recheneinheit 4' die zu übertragenden Daten anlegbar und am Ausgang der Recheneinheit 4' die im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen anschließenden Subträger mit einer die Nebenkeulen kompensierenden Beladung abgreifbar, welche zusammen mit den unveränderten Beladungen der restlichen, außerhalb des Ausblendbereiches liegenden Subträger von der IDFT-Einheit 1 einlesbar sind. In der Einheit 2 wird die Umwandlung der parallelen Daten in ein seriell Sendesignal vorgenommen.

Somit werden für jeden sich zwischen den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern bzw. an diesen angrenzenden Subträgern erstreckenden Frequenzbereich die in diesen Frequenzzwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen und daraus die erforderliche Beladung der im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen angrenzenden Subträger berechnet, um eine Kompensation der im Ausblendbereich auftretenden Nebenkeulen zu erreichen, wobei die im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. die an diesen angrenzenden Subträger mit der berechneten Beladung übertragen werden und wobei die verbleibenden, restlichen Subträger unverändert bleiben. Zur Demonstration des erfindungsgemäßen Verfahrens wurden drei Beispiele für eine VDSL-Übertragungsstrecke gerechnet. Als Nyquist-Frequenz wurde 10,5 MHz gewählt. Das analoge Sendefilter besitzt einen Durchlaßbereich von 0,3 MHz bis 10,1 MHz. Innerhalb dieses Bereiches befinden sich drei Amateurfunkbänder, nämlich 1,81 MHz - 2,00 MHz, 3,50 MHz - 3,80 MHz und 7,00 MHz - 7,10 MHz.

In den Beispielen gemäß Fig.21 - 24, Fig.25 - 28 und Fig.29 - 32, in denen die erzielten Leistungsdichtespektren gezeigt sind, wird eine Möglichkeit zur Unterdrückung der Amateurfunkbänder mit Hilfe des erfindungsgemäßen Verfahrens gezeigt, das Abfallen des Leistungsdichtespektrums unterhalb von 0,3 MHz bzw. oberhalb von 10 MHz muß mit dem analogen Sendefilter erfolgen und wird nicht weiter berücksichtigt. Die Anzahl der Kanäle M beträgt 512 (Fig.21-24), 1024 (Fig.25-28) und 2048 (Fig.29-32). Die grau hinterlegten Flächen stellen jeweils die Amateurfunkbänder dar, wobei Fig. 22-24, Fig.26-28 und Fig.30-32 Vergrößerungen der Ausblendbereiche sind.

In den nachstehend angegebenen Tabellen sind die Parameter für die einzelnen Bereiche angeführt. In der ersten Spalte wird angegeben, in welchen Subkanälen ein Kompensationsimpuls übertragen wird. Die zweite Spalte gibt an, welche Subträger für die Erzeugung der Kompensationsimpulse verwendet und nicht mit Informationssymbolen geladen werden. Wird das erfindungsgemäße Verfahren nicht verwendet, müssen die in der letzten Spalte angegebenen Kanäle mit Null geladen werden.

	Kompensationsimpulse	benötigte Subkanäle	Nullsetzen
1. Band	$k = 43, 44, \dots, 49$	$k = 42, 43, \dots, 51$	$k = 37, 38, \dots, 56$
2. Band	$k = 85, 86, \dots, 92$	$k = 84, 85, \dots, 94$	$k = 79, 80, \dots, 99$
3. Band	$k = 170, 171, 172, 173$	$k = 170, 171, \dots, 174$	$k = 163, 164, \dots, 180$

$M=512$

	Kompensationsimpulse	benötigte Subkanäle	Nullsetzen
1. Band	$k = 87, 88, \dots, 97$	$k = 86, 87, \dots, 99$	$k = 82, 83, \dots, 103$
2. Band	$k = 170, 171, \dots, 185$	$k = 168, 169, \dots, 188$	$k = 165, 166, \dots, 191$
3. Band	$k = 340, 341, \dots, 346$	$k = 339, 340, \dots, 347$	$k = 335, 336, \dots, 353$

$M=1024$

	Kompensationsimpulse	benötigte Subkanäle	Nullsetzen
1. Band	$k = 176, 177, \dots, 195$	$k = 175, 176, \dots, 197$	$k = 171, 172, \dots, 200$
2. Band	$k = 341, 342, \dots, 349$ $363, 364, \dots, 371$	$k = 339, 340, \dots, 373$	$k = 336, 337, \dots, 376$
3. Band	$k = 682, 683, \dots, 692$	$k = 681, 682, \dots, 694$	$k = 677, 678, \dots, 698$

$M=2048$

In allen drei Beispielen sind sowohl die untersten als auch die mittleren Subträger nicht geladen. Dieses Nullsetzen wird nicht zum Ausblenden der Amateurfunkbänder benötigt, soll aber das Leistungsdichtespektrum bei tiefen und hohen Frequenzen reduzieren.

Für die Symbole der Subträger $M/2+1$ bis $M-1$ gilt $A_l = A_{M-l}^*$, $l = M/2 + 1, M/2 + 2, \dots, M-1$. Diese Ladevorschrift ist für ein reelles Sendesignal notwendig.

Beim dritten Beispiel (Fig. 29 - 32) liegt das zweite Amateurfunkband über den Kanälen 341 bis 370. Es werden aber nur für die Subbänder 341, 342, ..., 349, 363, 364, ... 371 Kompensationsimpulse entworfen. In den mittleren Subbändern sind die Störungen schon stark genug gedämpft, es müssen keine Kompensationsimpulse angewandt werden.

Die Berechnung des Kompensationsimpulses wird nachfolgend angegeben.

Es kann gezeigt werden, daß die Energie einer Impulsantwort eines Filters in einem Frequenzbereich θ_1 bis θ_2 sich als quadratische Form darstellen läßt. Die Impulsantwort $s(n)$ sei M Taps lang, sodaß die Energie E_s definiert ist als

$$E_s = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} s^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) s \, d\theta = \frac{1}{2\pi} s^t \int_{\theta_1}^{\theta_2} \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) \, d\theta s = \frac{1}{2\pi} s^t \Theta(\theta_1, \theta_2) s \quad (7)$$

$s = [s(0)s(1) \dots s(M-1)]^T$ ist die Impulsantwort, $\psi(e^{j\theta})$ ist

$$\psi(e^{j\theta}) = [1 \, e^{-j\theta} \, \dots \, e^{-j\theta(M-1)}]^T \quad (6)$$

wobei

$$\Theta(\theta_1, \theta_2) = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) \, d\theta.$$

s^t bedeutet s transponiert und konjugiert.

Für jeden Frequenzzwischenbereich (oder Teilband), welcher von zwei benachbarten Subträgern begrenzt wird und innerhalb des Ausblendbereiches liegt, muß ein eigener Kompensationsimpuls entworfen werden.

Innerhalb dieses Frequenzzwischenbereiches muß der Kompensationsimpuls das Spektrum der Störung möglichst gut wiedergeben. Zu diesem Zweck muß der Kompensationsimpuls innerhalb dieses Zwischenbereiches eine noch zu bestimmende Übertragungsfunktion besitzen.

Außerhalb dieses Frequenzzwischenbereiches ist zwischen den Zwischenbereichen, welche ebenfalls im Ausblendbereich liegen, und Zwischenbereichen, welche außerhalb des Ausblendbereiches liegen, zu unterscheiden. Da die Kompensationsimpulse in anderen Frequenzbändern selbst als Störer wirken, müssen diese für die benachbarten Subkanäle, die innerhalb des Ausblendbereiches liegen, eine möglichst geringe Übertragungsfunktion aufweisen, um dort keine zusätzlichen Störungen hervorzurufen. In außerhalb des Ausblendbereiches liegenden Frequenzbereichen ist die Forderung nach einer stark gedämpften Übertragungsfunktion nicht ganz so streng, muß aber ebenfalls berücksichtigt werden. Der Grund dafür liegt darin, daß durch den

deterministischen Zusammenhang zwischen der Anregung des Kompensationsimpulses und den Daten der genutzten Subträger konstruktive Interferenzen außerhalb des Ausblendbereiches entstehen können, welche zu Leistungsüberhöhungen führen.

Im Empfänger sollen die Daten mittels einer Diskreten Fourier-Transformation (DFT) demoduliert werden. Die DFT kann genauso wie die IDFT in einen Transmultiplexer übergeführt werden, dessen Filter orthogonal zueinander sind. Damit nach der Demodulation mit Hilfe der DFT alle Daten voneinander unabhängig sind, müssen alle Sendefilter ebenfalls orthogonal sein. Das Protoypfilter und die durch Verschiebung daraus abgeleiteten Filter erfüllen diese Forderung bereits. Zusätzlich muß der Kompensationsimpuls auf die Filter jener Subträger, welche Nutzdaten übertragen, orthogonal sein. Die einzelnen Kompensationsimpulse müssen untereinander nicht orthogonal sein.

Wie vorstehend bereits erwähnt, muß der Kompensationsimpuls innerhalb jenes Frequenzzwischenbereiches, für das er entworfen worden ist, eine nachstehend noch genauer erläuterte Übertragungsfunktion möglichst gut approximieren. Das Spektrum innerhalb des Zwischenbereiches muß jenem der Störung möglichst ähnlich sein.

Die Störung setzt sich aus der Überlagerung mehrerer Nebenkeulen zusammen, wobei die Nebenkeulen mit dem größten Betragsmaximum den stärksten Störeinfluß haben. Aus diesem Grund wird die Sollübertragungsfunktion des Kompensationsimpulses aus den Übertragungsfunktionen der beiden großen Nebenkeulen zusammengesetzt. Außerhalb seines Teilbandes ist die Sollübertragungsfunktion ident Null.

Soll der Kompensationsimpuls für das Teilband $k \cdot 2\pi/M \leq \theta < (k+1) \cdot 2\pi/M$ entworfen werden, so sind die beiden benachbarten Impulse $H_{k-1}(e^{j\theta})$ und $H_{k+2}(e^{j\theta})$ hauptverantwortlich für die Störungen im betrachteten Frequenzzwischenbereich, wie in Fig.13 für $M=16$ und $k=2$ und dem Betrag der Übertragungsfunktionen $H_1(e^{j\theta})$ und $H_4(e^{j\theta})$ dargestellt ist. Die Übertragungsfunktionen für die beiden Subträger $k-1$ und $k+2$ lauten

$$H_{k-1}(e^{j\theta}) = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{\sin \frac{M}{2} \left(\theta - \frac{2\pi}{M}(k-1) \right)}{\sin \frac{1}{2} \left(\theta - \frac{2\pi}{M}(k-1) \right)} e^{-j \left(\theta - \frac{2\pi}{M}(k-1) \right) \frac{M-1}{2}} \quad (10)$$

$$H_{k+2}(e^{j\theta}) = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{\sin \frac{M}{2} \left(\theta - \frac{2\pi}{M}(k+2) \right)}{\sin \frac{1}{2} \left(\theta - \frac{2\pi}{M}(k+2) \right)} e^{-j \left(\theta - \frac{2\pi}{M}(k+2) \right) \frac{M-1}{2}} \quad (11)$$

Im betroffenen Frequenzbereich von $0,25 \leq \theta/\pi < 0,375$ sind die Nebenkeulen von diesen beiden Übertragungsfunktionen als Hauptstörungsquelle angenommen worden. Die weiter entfernten Übertragungsfunktionen liefern einen entsprechend niedrigeren Störbeitrag, der für die Berechnung der Sollübertragungsfunktion vernachlässigt wird.

Das Maximum der rechten und der linken Hauptnebenkeule von $H_{k-1}(e^{j\theta})$ bzw. $H_{k+2}(e^{j\theta})$ tritt bei $\theta = (2\pi/M)(k + 0,5)$ auf. Einsetzen an dieser Stelle liefert

$$H_{k-1}(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{-1}{\sin \frac{3\pi}{2M}} e^{-j\frac{3\pi}{2}(1-\frac{1}{M})} \quad (12)$$

$$H_{k+2}(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{-1}{\sin \frac{3\pi}{2M}} e^{j\frac{3\pi}{2}(1-\frac{1}{M})} \quad (13)$$

Die beiden Nebenkeulen besitzen, wie aus Fig.13 ersichtlich, das gleiche Betragsmaximum jedoch unterschiedliche Phase. Die Phasendifferenz beider Nebenkeulen an der Stelle $\Theta = (2\pi/M)(k + 0,5)$ ist

$$\Delta\phi = \arg \{H_{k+2}(e^{j\theta})\} - \arg \{H_{k-1}(e^{j\theta})\} \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = 3\pi - \frac{3\pi}{M} \quad (14)$$

Aus diesem Grund wird die Sollübertragungsfunktion

$$S(e^{j\theta}) = \begin{cases} -\frac{1}{2} \left(e^{j\frac{\Delta\phi}{2}} H_{k-1}(e^{j\theta}) + e^{-j\frac{\Delta\phi}{2}} H_{k+2}(e^{j\theta}) \right) & \text{für } k\frac{2\pi}{M} \leq \theta < (k+1)\frac{2\pi}{M} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (15)$$

gewählt, wie aus den Fig.13 und 14 ersichtlich. Diese Wahl der Sollübertragungsfunktion erfolgt relativ heuristisch und kann durch eine optimiertes Kriterium möglicherweise verbessert werden. Da die Sollübertragungsfunktion nur innerhalb des Ausblendbereiches einen von Null verschiedenen Wert aufweist, wirkt sie auch in anderen Frequenzbereichen nicht störend.

Als weitere Einschränkung der Klasse an möglichen Kompensationsimpulsen muß allerdings das Orthogonalitätskriterium vorgesehen werden, damit der Empfang der einzelnen Filter ungestört bleibt. Damit die Daten im Empfänger mit Hilfe einer DFT-Transformation demoduliert und getrennt werden können, ist es erforderlich, daß der Kompensationsimpuls orthogonal auf die Übertragungsfunktionen aller verwendeter Subkanäle steht.

Die Indizes aller geladenen Subträger mögen in der Menge K zusammengefaßt sein. Die K Funktionen

$$h_k(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j\frac{2\pi}{M}kn} \quad \text{für } k \in K, n = 0, 1, \dots, M-1 \quad (16)$$

spannen eine orthonormale Basis für den K -dimensionalen Unterraum \mathcal{K} auf. In der Menge \mathcal{M} seien die Indizes aller Subträger zusammengefaßt, $\mathcal{M} = \{0, 1, \dots, M-1\}$. Die Funktionen

$$h_k(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j \frac{2\pi}{M} kn} \quad \text{für } k, n = 0, 1, \dots, M-1 \quad (17)$$

spannen den M -dimensionalen Raum \mathcal{M} auf, wobei \mathcal{K} ein Unterraum von \mathcal{M} ist. Die Übertragungsfunktionen der verwendeten Subträger liegen im Unterraum \mathcal{K} . Der Kompensationsimpuls muß orthogonal auf diese Funktionen sein, d.h. er muß in einem zu \mathcal{K} senkrechten Unterraum $\mathcal{L} = \mathcal{K}^\perp$ liegen. Der sich hier anbietende Raum ist die Differenz $\mathcal{L} = \mathcal{M}/\mathcal{K}$. Für diesen $L = M - K$ -dimensionalen Unterraum stellen die Funktionen

$$h_k(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j \frac{2\pi}{M} kn} \quad \text{für } k \in \mathcal{L}, n = 0, 1, \dots, M-1 \quad (18)$$

eine orthonormale Basis dar. Die Menge \mathcal{L} ist definiert als $\mathcal{L} = \mathcal{M}/\mathcal{K}$. Der Kompensationsimpuls kann nun durch Linearkombination der Basisvektoren (18) dargestellt werden,

$$g(n) = \sum_{l \in \mathcal{L}} c_l h_l(n) \quad \text{bzw.} \quad g = Hc \quad (19)$$

in Vektorschreibweise, wobei $g = [g(0)g(1)\dots g(M-1)]^T$ gilt. Im Spaltenvektor c sind die Koeffizienten c_l der Linearkombination zusammengefaßt. Die Spalten der Matrix H sind die Basisvektoren (18),

$$H = [h_{l_0} h_{l_1} \dots h_{l_{L-1}}] \quad \text{mit} \quad \{l_0 l_1 \dots l_{L-1}\} = \mathcal{L}. \quad (20)$$

Zur Berechnung des Kompensationsimpulses kann nun folgende Optimierungsaufgabe angeschrieben werden:

$$g(n) = \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} W_1 \int_{k \frac{2\pi}{M}}^{(k+1) \frac{2\pi}{M}} |G(e^{j\theta}) - S(e^{j\theta})|^2 d\theta + \sum_{l=2}^Q W_l \int_{\theta_{l_1}}^{\theta_{l_2}} |G(e^{j\theta})|^2 d\theta \quad (21)$$

$G(e^{j\theta})$ ist die Fourier Transformation von $g(n)$, dem gesuchten Kompensationsimpuls. Die Minimierung erfolgt also über alle Funktionen des Raums \mathcal{L} , welcher ja senkrecht auf die verwendeten Übertragungsfunktionen steht. Das erste Integral stellt die Abweichung von $G(e^{j\theta})$ von der Sollübertragungsfunktion $S(e^{j\theta})$ dar. Diese Abweichung wird innerhalb des Teilbandes $k \frac{2\pi}{M} \leq \theta < (k+1) \frac{2\pi}{M}$ berechnet. Außerhalb dieses Bandes ist die Sollübertragungsfunktion $S(e^{j\theta})$ ja ident Null. Das zweite Integral berechnet die Energie von $G(e^{j\theta})$ innerhalb der Bänder $\theta_{l_1} \leq \theta < \theta_{l_2}$. Wie erwähnt, soll der Kompensationsimpuls außerhalb seines Bandes eine stark gedämpfte Übertragungsfunktion besitzen. Die Summation erfolgt über Bereiche, in denen eine verschieden starke Unterdrückung gewünscht wird. Innerhalb des Ausblendbereichs wird eine größere Dämpfung erforderlich sein als außerhalb. Dieses Verhalten kann mittels der Gewichtungsfaktoren W_l eingestellt werden.

Ausmultiplizieren von (21) liefert

$$g(n) = \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} W_1 \int_{k \frac{2\pi}{M}}^{(k+1) \frac{2\pi}{M}} \left(G(e^{j\theta}) - S(e^{j\theta}) \right)^* \left(G(e^{j\theta}) - S(e^{j\theta}) \right)^T d\theta + \quad (22)$$

$$\sum_{l=2}^Q W_l \int_{\theta_{l_1}}^{\theta_{l_2}} G(e^{j\theta})^* (G(e^{j\theta})^T d\theta$$

$$= \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} W_1 \int_{k \frac{2\pi}{M}}^{(k+1) \frac{2\pi}{M}} \left(g^t \psi^*(e^{j\theta}) - s^t \psi^*(e^{j\theta}) \right) \left(\psi^T(e^{j\theta}) g - \psi^T(e^{j\theta}) s \right) d\theta + \quad (23)$$

$$\sum_{l=2}^Q W_l \int_{\theta_{l_1}}^{\theta_{l_2}} g^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) g d\theta$$

$$= \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} W_1 \int_{k \frac{2\pi}{M}}^{(k+1) \frac{2\pi}{M}} \left(g^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) g - s^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) g - \right. \quad (24)$$

$$\left. g^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) s + s^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) s \right) d\theta +$$

$$\sum_{l=2}^Q W_l \int_{\theta_{l_1}}^{\theta_{l_2}} g^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) g d\theta$$

$$= \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} W_1 \left(g^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) g - s^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) g - g^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s + s^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s \right) + \quad (25)$$

$$\sum_{l=2}^Q W_l g^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) g$$

$$= \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} \sum_{l=1}^Q W_l g^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) g - \quad (26)$$

$$W_1 \left(s^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) g + g^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s - s^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s \right)$$

In der vorletzten Zeile wurde Gl. (8) eingesetzt. Zur kürzeren Schreibweise sind weiters die beiden Größen $\theta_{l_1} = k \frac{2\pi}{M}$ und $\theta_{l_2} = (k+1) \frac{2\pi}{M}$ eingeführt worden. Im Spaltenvektor s ist die Impulsantwort der Sollübertragungsfunktion zusammengefaßt,

$$[s]_n = -\frac{1}{2} \left(e^{j \frac{\Delta \phi}{2}} h_{k-1}(n) + e^{-j \frac{\Delta \phi}{2}} h_{k+2}(n) \right) \quad \text{für } n = 0, 1, \dots, M-1 \quad (27)$$

Die direkte Minimierung über $g(n)$, wie sie in (26) durchgeführt wird, ist aus zwei Gründen nicht sinnvoll: Erstens muß über eine große Anzahl von Parametern (M Koeffi-

zienten) minimiert werden, und zweitens muß die Optimierung unter der Randbedingung $g(n) \in \mathcal{L}$ stattfinden. Sinnvoller ist es, über den Koeffizientenvektor c aus (19) zu minimieren: Erster wird die Anzahl der zu optimierenden Parameter kleiner, und zweitens kann die Minimierung ohne Nebenbedingungen erfolgen, denn der Ansatz (19) berücksichtigt die Nebenbedingung $g(n) \in \mathcal{L}$ bereits. Einsetzen von (19) in (26) liefert folgendes:

$$c_{opt} = \arg \min_c \sum_{l=1}^Q W_l c^t H^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) H c - \quad (28)$$

$$W_1 \left(s^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) H c + c^t H^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s - s^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s \right) \quad (29)$$

Die Lösung dieser Optimierungsaufgabe lautet

$$c_{opt} = H^{-1} \left(H^t \sum_{l=1}^Q W_l \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) \right)^{-1} W_1 H^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s. \quad (30)$$

Einsetzen in (19) liefert die Impulsantwort des gesuchten Kompensationsimpulses.

$$g = H c_{opt} = \left(H^t \sum_{l=1}^Q W_l \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) \right)^{-1} W_1 H^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s \quad (31)$$

Simulationen haben gezeigt, daß dieser Impuls die geforderten Eigenschaften nur ungenügend erfüllt. Aus diesem Grund muß für den Kompensationsimpuls eine Länge größer als M zugelassen werden. An diesem Punkt ist es nun auch sinnvoll, die Einschränkung des verzerrungsfreien Kanals fallenzulassen.

Es wird angenommen, daß der Kanal eine Gedächtnislänge von maximal P besitzt, die Impulsantwort des Kanals also maximal $P + 1$ Taps lang ist. Für DMT Systeme wird ein zyklisches Prefix verwendet, welches die Entzerrung im Empfänger wesentlich vereinfacht.

Beim zyklischen Prefix werden die letzten P Symbole eines Datenblocks zu Beginn eines Blockes vorgesendet, siehe *Fig. 15*. Wird nur die Übertragung eines einzigen Impulses betrachtet, so kann für die Übertragungssequenz $y(n)$

$$y(n) = \begin{cases} a_{M-P+n} & \text{für } n = 0, 1, \dots, P-1 \\ a_{n-P} & \text{für } n = P, P+1, \dots, N+P-1 \end{cases} \quad (32)$$

geschrieben werden. Einsetzen der IDFT für a_n liefert

$$y(n) = \begin{cases} \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} A_k e^{j \frac{2\pi}{M} k(M-P+n)} = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} A_k e^{j \frac{2\pi}{M} k(n-P)} & \text{für } n = 0, 1, \dots, P-1 \\ \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} A_k e^{j \frac{2\pi}{M} k(n-P)} & \text{für } n = P, P+1, \dots, N+P-1. \end{cases} \quad (33)$$

Wie zu sehen ist, fällt aufgrund der M -Periodizität der IDFT die Fallunterscheidung weg, die Übertragungssequenz lautet

$$y(n) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} A_k e^{j \frac{2\pi}{M} k(n-P)} \quad \text{für } n = 0, 1, \dots, N + P - 1. \quad (34)$$

Dieses Sequenz kann ebenfalls wieder durch einen Transmultiplexer erzeugt werden, wobei

$$h_k(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j \frac{2\pi}{M} k(n-P)}, \quad n = 0, 1, \dots, N + P - 1, \quad (35)$$

gilt. *Fig. 16,17* zeigt einige Übertragungsfunktionen für ein System mit $M = 16$ und $P = 5$. Es ist deutlich zu sehen, daß es hier zu keiner schönen Überlagerung der Nebenkeulen kommt. Aus diesem Grund kann die Kompensationsmethode hier nicht verwendet werden.

Aus diesem Grund wird bei der Übertragung kein zyklisches Prefix verwendet, sondern ein Guard Interval der Länge P .

Der im vorigen Abschnitt berechnete Kompensationsimpuls genügt dieser Bedingung. Soll der Kompensationsimpuls jedoch länger als M Taps sein, müssen nach M Koeffizienten immer P Nullen folgen. Diese Konstruktion bewirkt, daß die Sendesequenz nach M Werten ein Guard Interval der Länge P beinhaltet.

$$g = [g_0^T 0_P g_1^T 0_P \dots g_{R-1}^T]^T \quad (36)$$

Die Vektoren g_k beinhalten jeweils M Koeffizienten. Die anschließenden P Nullen sind im Zeilenvektor 0_P enthalten. Damit im Empfänger die Demodulation und Trennung der Daten ebenfalls wieder durch eine DFT erfolgen kann, müssen alle Vektoren g_k im Unterraum \mathcal{L} liegen. Für den Kompensationsimpuls kann folgende Optimierungsaufgabe angeschrieben werden:

$$g(n) = \arg \min_{\substack{g_0(n) \in \mathcal{L} \\ g_1(n) \in \mathcal{L} \\ \vdots \\ g_{R-1}(n) \in \mathcal{L}}} W_1 \int_{k \frac{2\pi}{M}}^{(k+1) \frac{2\pi}{M}} |G(e^{j\theta}) - S(e^{j\theta})|^2 d\theta + \sum_{l=2}^Q W_l \int_{\theta_{l1}}^{\theta_{l2}} |G(e^{j\theta})|^2 d\theta \quad (37)$$

Aufgrund der Nebenbedingung $g_k \in \mathcal{L}$ kann wieder

$$g_k = H c_k \quad (38)$$

angesetzt werden. Die Matrix H ist in (20) definiert. Unter Berücksichtigung von (36) und (38) wird der Frequenzgang des Kompensationsimpulses zu

$$G(e^{j\theta}) = \sum_{n=0}^{(R-2)(M+L)+M} g(n) e^{-j\theta n} = \sum_{k=0}^{R-1} g_k^T \psi_k(e^{j\theta}) = \sum_{k=0}^{R-1} c_k^T H^T \psi_k(e^{j\theta}). \quad (39)$$

Fig. 18: Schematische Darstellung von $g(n)$, wenn die Länge größer als M ist.

Die neu eingeführte Größe $\psi_k(e^{j\theta})$ lautet

$$\psi_k(e^{j\theta}) = [e^{-jk(M+L)\theta} e^{-j(k(M+L)+1)\theta} \dots e^{-j(k(M+L)+M-1)\theta}]^T. \quad (40)$$

Wird in (37) eingesetzt und ausmultipliziert, ergibt sich folgendes Minimierungsproblem:

$$\begin{pmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_{R-1} \end{pmatrix} = \arg \min_{\substack{c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_{R-1}}} \sum_{l=1}^Q W_l \sum_{k=0}^{R-1} \sum_{\kappa=0}^{R-1} c_k^t H^t \Theta_{k,\kappa}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) H c_\kappa - \quad (41)$$

$$W_1 \left(\sum_{m=0}^{R-1} \left(s^t \Theta_{0,m}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) H c_m + c_m^t H^t \Theta_{m,0}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s \right) - s^t \Theta_{0,0}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s \right) \quad (42)$$

Die Matrix $\Theta_{k,\kappa}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2})$ ist

$$\Theta_{k,\kappa}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) = \int_{\theta_{l_1}}^{\theta_{l_2}} \psi_k^*(e^{j\theta}) \psi_\kappa^T(e^{j\theta}) d\theta. \quad (43)$$

Die Lösung für obiges Minimierungsproblem lautet

$$\begin{pmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_{R-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{0,0} & A_{0,1} & \dots & A_{0,R-1} \\ A_{1,0} & A_{1,1} & \dots & A_{1,R-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{R-1,0} & A_{R-1,1} & \dots & A_{R-1,R-1} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} B_0 \\ B_1 \\ \vdots \\ B_{R-1} \end{pmatrix} \quad (44)$$

mit

$$A_{m,n} = H^t \sum_{l=1}^Q W_l \Theta_{m,n}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) H \quad \text{und} \quad B_m = H^t \Theta_{m,0}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s. \quad (45)$$

Mit (36) und (38) kann der Kompensationsimpuls berechnet werden.

Fig.19 zeigt die Sollübertragungsfunktion sowie Kompensationsimpulse unterschiedlicher Länge für ein System mit $M = 16$ und $P = 2$. In diesem Beispiel wurde der Ausblendbereich von $0.25 \leq \theta/\pi < 0.625$ gewählt. Die Kompensationsimpulse sind für das Band $0.375 \leq \theta/\pi < 0.5$ entworfen. Außerhalb des Ausblendbereichs sind die Bewertungsfaktoren sehr gering gewählt, wodurch die Überhöhungen entstehen. Der Kompensationsimpuls der Länge 34 besitzt deutlich bessere Eigenschaften als jener der Länge 16.

Der Ausblendbereich sei der Bereich $k \frac{2\pi}{M} \leq \theta < (k+1) \frac{2\pi}{M}$, das dafür berechnete Kompensationsfilter $S(e^{j\theta})$. Wird im Kanal l das Informationssymbol A_l übertragen, so wirkt dieses mit der Übertragungsfunktion $N_l(e^{j\theta}) = \frac{1}{\sqrt{M}} H_l(e^{j\theta})$ auf den Kanal (der Vorfaktor $\frac{1}{\sqrt{M}}$ kommt wegen $\frac{1}{M}$ in der IDFT). Das Spektrum am Ausgang des Kompensationsfilters $S(e^{j\theta})$ soll innerhalb des Ausblendbereichs möglichst gut mit $N_l(e^{j\theta})$ übereinstimmen.

$$K_l S(e^{j\theta}) \approx A_l N_l(e^{j\theta}) \quad \text{für} \quad k \frac{2\pi}{M} \leq \theta < (k+1) \frac{2\pi}{M} \quad (46)$$

Der Faktor K_l ist die Anregung des Filters $G(e^{j\theta})$, mit welchem ja $S(e^{j\theta})$ approximiert wird. Eine totale Übereinstimmung ist innerhalb des gesamten Ausblendbereichs nicht möglich. Aus diesem Grund soll obige Gleichung bei der Frequenz $(k + \frac{1}{2}) \frac{2\pi}{M}$ exakt mit einem Gleichheitszeichen erfüllt sein.

$$K_l S(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = A_l N_l(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} \quad (47)$$

Die Übertragungsfunktionen ausgewertet an der Stelle $\theta = (k + \frac{1}{2}) \frac{2\pi}{M}$ ergeben

$$N_l(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = \frac{(-1)^{k-l}}{M \sin(\frac{\pi}{M}(k-l+\frac{1}{2}))} e^{j\pi(k-l+\frac{1}{2})(-1+\frac{1}{M})} \quad \text{bzw.} \quad (48)$$

$$S(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = \frac{1}{\sqrt{M} \sin \frac{3\pi}{2M}}, \quad (49)$$

die Anregung des Filters $G(e^{j\theta})$ ist somit

$$K_l = A_l \frac{N_l(e^{j\theta})}{S(e^{j\theta})} \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = A_l \frac{\sin \frac{3\pi}{2M}}{\sqrt{M} \sin(\frac{\pi}{M}(k-l+\frac{1}{2}))} e^{j\pi(k-l+\frac{1}{2})(-1+\frac{1}{M})} (-1)^{k-l}. \quad (50)$$

Mit dieser Anregung wird das Übersprechen kompensiert, welches das Informationssymbol A_l des Kanals l im Ausblendbereich verursacht. Jeder geladene Kanal bewirkt über die Nebenkeulen seiner Übertragungsfunktion eine Störung im Ausblendbereich. In der Menge \mathcal{K} seien die Indizes aller geladener Subträger zusammengefaßt. Um das Übersprechen aller geladener Subträger im Bereich $k \frac{2\pi}{M} \leq \theta < (k+1) \frac{2\pi}{M}$ zu kompensieren, muß das Filter $G(e^{j\theta})$ mit

$$K = \sum_{l \in \mathcal{K}} K_l = \sum_{l \in \mathcal{K}} A_l \frac{\sin \frac{3\pi}{2M}}{\sqrt{M} \sin(\frac{\pi}{M}(k-l+\frac{1}{2}))} e^{j\pi(k-l+\frac{1}{2})(-1+\frac{1}{M})} (-1)^{k-l} \quad (51)$$

angeregt werden. Es zeigt sich, daß nicht alle geladenen Kanäle berücksichtigt werden müssen. Im allgemeinen ist es ausreichend, nur die Kanäle innerhalb eines gewissen Bereichs um den Ausblendbereich herum zu berücksichtigen.

Im allgemeinen wird sich der Ausblendbereich über mehrere Teilbänder erstrecken. In diesem Fall muß für jedes Teilband $k \frac{2\pi}{M} \leq \theta < (k+1) \frac{2\pi}{M}$, $k \in \mathcal{U}$, ein eigenes Kompensationsfilter $G_k(e^{j\theta})$ mit entsprechender Anregung vorgesehen werden. In der Menge \mathcal{U} sind die Indizes aller Subkanäle zusammengefaßt, in welchen ein Kompensationsimpuls übertragen werden soll.

Wird der Kompensationsimpuls $g(n)$ direkt als FIR Filter implementiert, so muß jeder Koeffizient des Filters mit der Ansteuerung multipliziert werden. Bei großen Filterlängen wird der damit verbundene Rechenaufwand inakzeptabel. Eine effizientere Implementierung ist möglich, wenn berücksichtigt wird, daß sich der Kompensationsimpuls als Linearkombination der Basisfunktionen h_l , $l \in \mathcal{L}$, darstellen läßt (vgl. Gl. (19)).

$$Kg = K[g_0^T 0_P g_1^T 0_P \dots g_{R-1}^T]^T = K[H^T c_0^T 0_P H^T c_1^T 0_P \dots H^T c_{R-1}^T]^T \quad (52)$$

Die Matrix H ist in Gl. (20) definiert. Die Spalten der Matrix H sind die Basisfunktionen der Linearkombination. K ist die im letzten Kapitel berechnete notwendige Ansteuerung des Kompensationsimpulses. Einsetzen von (20) liefert

$$Kg = K \left[\begin{pmatrix} h_{l_0}^T \\ h_{l_1}^T \\ \vdots \\ h_{l_{L-1}}^T \end{pmatrix} \cdot c_0^T \quad 0_P \quad \begin{pmatrix} h_{l_0}^T \\ h_{l_1}^T \\ \vdots \\ h_{l_{L-1}}^T \end{pmatrix} \cdot c_1^T \quad 0_P \quad \dots \quad \begin{pmatrix} h_{l_0}^T \\ h_{l_1}^T \\ \vdots \\ h_{l_{L-1}}^T \end{pmatrix} \cdot c_{R-1}^T \right]^T \quad (53)$$

Obige Gleichung bedeutet, daß zum Sendezeitpunkt des aktuellen Datenblocks die Basisfunktionen h_l , $l \in \mathcal{L}$, mit Kc_0^T angeregt werden müssen. Zum Sendezeitpunkt des nächsten Datenblocks müssen diese Basisfunktionen mit Kc_1^T angesteuert werden, usw. Das gilt nur dann, wenn nach dem ersten Block nur mehr Nullblöcke gesendet werden. Im normalen Sendebetrieb werden die Anregungsvektoren $v(n)$ zum Zeitpunkt n durch eine

Faltung berechnet, siehe dazu auch *Fig. 20*.

$$v(n) = \sum_{l=0}^{R-1} K(n-l)c_l \quad (54)$$

Die Überlappung der einzelnen Anregungssequenzen wird durch die Länge des Kompensationsimpulses hervorgerufen. Ist der Kompensationsimpuls $g(n)$ genau eine Symbolperiode lang (M Taps), so wird der Anregungsvektor v_n zu $v(n) = K(n)c_0^T$.

Die Basisfunktion h_l , $l \in \mathcal{L}$, ist nichts anderes als die Übertragungsfunktionen des IDFT Kanals l , skaliert mit \sqrt{M} . Zum Zeitpunkt n müssen die Kanäle l , $l \in \mathcal{L}$, der IDFT mit $\sqrt{M}v(n)$ belegt werden.

Erstreckt sich der Ausblendbereich über mehrere Teilbänder, so ist obige Zerlegung für jedes Kompensationsfilter notwendig. Ist eine Basisfunktion in mehreren Kompensationsfiltern enthalten, so müssen die Anregungen für diese Basisfunktion addiert werden.

In Fig.33 ist eine weitere Ausführungsform des erfindungsgemäßen Verfahrens angegeben.

Es werden dabei zumindest ein Teil der in zumindest einem Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen Ausblendbereich angrenzende Subträger als Kompensationstöne verwendet, deren Beladung so berechnet wird, daß das Integral des gewichteten, gesendeten Leistungsdichte-Spektrums über den gesamten Frequenzbereich minimiert wird.

Die nicht zur Informationsübertragung verwendeten Subträger bilden somit Kompensationstöne, die eine Reduktion des Leistungsdichtespektrums innerhalb des Ausblendbereiches ermöglichen. Die Anzahl der Ausblendbereiche innerhalb des zur Übertragung vorgesehenen Frequenzbandes ist dabei keinerlei Einschränkung unterworfen. Es müssen auch nicht alle innerhalb eines Ausblendbereiches vorhandenen Subträger tatsächlich als Kompensationstöne verwendet werden, wenn dies nicht erforderlich ist. Weiters ist es bei sehr nahe benachbarten Ausblendbereichen denkbar, die Subträger eines Ausblendbereiches auch als Kompensationstöne innerhalb des benachbarten Ausblendbereiches zu verwenden.

Die Berechnung der Beladung der Kompensationstöne beruht auf den im folgenden dargelegten Überlegungen.

In einem gewöhnlichen DMT-Übertragungssystem wird die Modulation der Subträger über eine Inverse Diskrete Fourier Transformation (IDFT) vorgenommen. Bei Anwenden der Folge $A_u[n]$ auf den Ton u ist der Ausgang der IDFT gegeben durch

$$s_u[n] = \sum_{l=-\infty}^{\infty} A_u[l] h_u[n - lN]. \quad (101)$$

$N = M + P$ ist die Länge des Zeitbereichs-Symbols plus dem Guard-Intervall. $h_u[n]$ ist die Impulsantwort des Tons u und kann geschrieben werden als

$$h_u[n] = \begin{cases} e^{j \frac{2\pi}{M} un} & \text{for } n = 0, 1, \dots, M-1 \\ 0 & \text{else.} \end{cases} \quad (102)$$

Um ein reellwertiges Zeitsignal zu gewährleisten, wird $A_{*u}[n]$ auf den Ton M-u angewandt, wobei M die Blocklänge der IDFT-Verarbeitung ist.

$$s_u[n] = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(A_u[l]h_u[n-lN] + A_u^*[l]h_{M-u}[n-lN] \right) \quad (103)$$

$$= \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(A_u[l]h_u[n-lN] + A_u^*[l]h_u^*[n-lN] \right) \quad (104)$$

Um das Leistungsdichtespektrum (PSD) von $s_u[n]$ innerhalb des Ausblendbereiches zu verringern, werden die Töne $i, i \in K_I$ verwendet, um Kompensationssignale zu übertragen. Das Set K_I enthält den Index jener Töne, die für die Kompensation verwendet werden sollten.

$$\begin{aligned} s_u[n] = & \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(A_u[l]h_u[n-lN] \right. \\ & + A_u[l] \left([c_u[0]]_1 h_{i_1}[n-lN] + \dots + [c_u[0]]_I h_{i_I}[n-lN] \right) \\ & \vdots \\ & + A_u[l-R+1] \left([c_u[R-1]]_1 h_{i_1}[n-lN] + \dots + [c_u[R-1]]_I h_{i_I}[n-lN] \right) \\ & \left. + CC \right) \end{aligned} \quad (105)$$

Die erste Reihe entspricht einem gewöhnlichen DMT-Signal, wenn $A_u[l]$ auf den Ton u angewandt wird. I ist die Anzahl der Elemente, die im Set K_I enthalten sind. In der zweiten Zeile werden die aktuellen Daten $A_u(l)$ nicht durch den Ton u übertragen, aber gewichtete Versionen von $A_u(l)$ werden durch die Töne $i, i \in K_I$ übertragen. Die Gewichtung von $A_u[l]$ wird durch den Gewichtsvektor $c_u[0]$ vorgenommen. $[c_u[0]]_i$ ist die i-te Koordinate des Vektors $c_u[0]$. Die Übertragung der gewichteten Versionen von $A_u[l]$ durch die Töne $i, i \in K_I$ sollte den Effekt von $A_u[l]$ innerhalb des Ausblendbereiches minimieren. Die nächsten Zeilen entsprechen der Übertragung der gewichteten und verzögerten $A_u[l-r]$, $r = 1, 2, \dots, R-1$. Dies sollte den Effekt der vergangenen Werte $A_u[l-r]$ innerhalb des Ausblendbereiches minimieren. Die Zahl R bestimmt den Speicher. Die optimale Wahl der Gewichtungsfaktoren $c_u[r]$, $r = 0, 1, \dots, R-1$ wird nachfolgend erläutert.

Eine mehr kompakte Notation kann durch Verwendung von Vektoren erreicht werden.

$$s_u[n] = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(A_u[l] h_u[n - lN] + \sum_{r=0}^{R-1} A_u[l-r] c_u^T[r] h_I[n - lN] \right) + CC \quad (106)$$

Der Spalten-Vektor $h_I[n]$ enthält die Impulsantworten zum Zeitpunkt n der zur Kompensation verwendeten Töne und kann geschrieben werden als

$$h_I^T = [h_{i_1}[n] \ h_{i_2}[n] \ \dots \ h_{i_I}[n]] \quad \text{with} \quad \{i_1, i_2, \dots, i_I\} = \mathcal{K}_I. \quad (107)$$

Bis jetzt ist der Fall betrachtet worden, bei dem nur ein Ton u übertragen wird. Nun erörtern wir den Fall, für den nicht nur ein Ton sondern alle Töne u , $u \in \mathcal{K}_u$ übertragen werden.

$$\begin{aligned} s[n] &= \sum_{k \in \mathcal{K}_u} s_u[n] \\ &= \sum_{k \in \mathcal{K}_u} \left(\sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(A_u[l] h_u[n - lN] + \sum_{r=0}^{R-1} A_u[l-r] c_u^T[r] h_I[n - lN] \right) + CC \right) \\ &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(A^T[l] h_u[n - lN] + \sum_{r=0}^{R-1} A^T[l-r] C[r] h_I[n - lN] \right) + CC \end{aligned} \quad (108)$$

(109)

Das Set \mathcal{K}_u besteht aus dem Index der für die Informationsübertragung verwendeten Töne. Der Spaltenvektor $h_u[n]$ ist definiert durch

$$h_u^T = [h_{u_1}[n] \ h_{u_2}[n] \ \dots \ h_{u_U}[n]] \quad \text{with} \quad \{u_1, u_2, \dots, u_U\} = \mathcal{K}_u. \quad (110)$$

$h_u[n]$ beinhaltet die Impulsantworten der verwendeten Töne zur Zeit n . U ist die Anzahl der Elemente im Set \mathcal{K}_u . Der Spaltenvektor $A[n]$ enthält Werte, die auf die verwendeten Töne angewandt werden.

$$A^T[n] = [A_{u_1}[n] \ A_{u_2}[n] \ \dots \ A_{u_U}[n]] \quad \{u_1, u_2, \dots, u_U\} = K_U. \quad (111)$$

Die x-te Zeile der Matrix $C[r]$ wird aufgebaut durch den Zeilenvektor $c_{u_x}^T[r]$,

$$C[r] = \begin{pmatrix} c_{u_1}^T[r] \\ c_{u_2}^T[r] \\ \vdots \\ c_{u_U}^T[r] \end{pmatrix} \quad \text{for } r = 0, 1, \dots, R-1. \quad (112)$$

Wie bereits zuvor erwähnt, sollen reellwertige Zeitbereichs-Signale erhalten werden. Dies beinhaltet, daß nur die Töne $1, 2, \dots, M/2-1$ irgend welche erwünschten komplexen Werte tragen können, die Töne $M-1, M-2, \dots, M/2+1$ müssen daher die konjugiert komplexen Werte übertragen. Die Töne 0 und $M/2$ sind mit Null geladen. Die Sets K_U und K_I beinhalten nur die Töne unterhalb $M/2$, sodaß $K_U \subseteq \{1, 2, \dots, M/2-1\}$ und $K_I \subseteq \{1, 2, \dots, M/2-1\}$ wahr sein muß. Das Laden der Töne oberhalb von $M/2$ mit den konjugiert komplexen Werten wird durch die "CC"-Terme betrachtet, wobei CC für konjugiert komplex steht. Ein Ton kann entweder für die Übertragung von Information oder für die Kompensation aber nicht für beide verwendet werden. Der Schnittmenge der Sets K_U und K_I muß leer sein.

Mit Gleichung (109) ist es nun möglich, das Blockdiagramm der Ausführungsform des erfindungsgemäßen Verfahrens zu spezifizieren, welches in Fig.33 gezeigt ist. Der obere Teil des Blockdiagramms besteht aus einem IDFT 10 und ist ein gewöhnlicher DMT-Sender. Aufgrund der schwachen spektralen Beschränkung der Basisfunktionen der IDFT entsteht die bereits erwähnte Beeinflussung. Der Datenvektor $A[n]$ wird auf die Töne u angewandt, $u \in K_U$. Um ein reellwertiges Zeitbereichssignal zu gewährleisten, werden die konjugiert komplexen Daten auf die Töne v , $v \in K_U^c = \{v | v = M - u, u \in K_U\}$ angewandt.

Um eine einfache Berechnung auf der Empfängerseite zu gewährleisten, muß ein Guard-Intervall oder ein zyklisches Prefix eingeführt werden.

Zunächst wird der Fall eines Guard-Intervalls betrachtet, aber in weiterer Folge werden die erhaltenen Resultate auf ein System mit einem zyklischen Prefix verallgemeinert. Wird ein Guard-Intervall der Länge P verwendet, werden P Nullen zwischen zwei aufeinanderfolgenden Zeitbereichs-Blöcken eingefügt.

Jeder durch $C[r]$, $r = 0, 1, 2, \dots, R-1$ bezeichnete Block 11, 12, 13 in Fig. 33 führt durch Anwendung des erfindungsgemäßen Verfahrens eine Multiplikation

seiner Eingangsvektoren mit der Matrix $C[r]$ durch. Die gesammelten Ergebnisse dieser Multiplikationen werden auf die Kompensationstöne angewandt. Die auf die Blöcke $C[r]$ angewandten Eingangs-Vektoren sind die aktuellen Datenvektoren $A[n]$ und verzögerte Versionen von diesen, $A[n-r]$, $r = 1, 2, \dots, R-1$. Das zusammengesetzte Ergebnis wird bei jedem Zeitschritt auf die Töne i , $i \in K_I$ angewandt. Um ein reellwertiges Zeitbereichssignal zu gewährleisten müssen wieder die Töne i , $i \in K_I^c = \{i | i = M - i, i \in K_I\}$ mit den komplex konjugierten Werten geladen werden.

Die Berechnung der Gewichtungsfaktoren wird wie folgt durchgeführt. Die Matrizen $C[r]$, $r = 0, 1, \dots, R-1$ müssen berechnet werden, um das Integral des geichteten Leistungsdichtespektrums zu minimieren. Um dies vornehmen zu können, muß ein analytischer Ausdruck des Leistungsdichtespektrums angegeben werden. Dies wird durch Berechnen der Autokorrelationsfunktion $R_s[n]$ der übertragenen Folge $s_n[n]$ und durch Anwenden der Fourier-Transformierten auf diese erreicht, woraus sich das Leistungsdichtespektrum $S_s(e^{j\theta})$ ergibt.

Weil $s[n]$ ein zyklostatistischer Prozeß ist, muß zuerst die zeitabhängige Funktion $R_s[n, m]$ zur Zeit n und der Verzögerung m errechnet werden

$$R_s[n, m] = E\{s^*[n]s[n + m]\} \quad (113)$$

Nach Einsetzen der Gleichung (108) in (113) und einige algebraische Umformungen, wird Gleichung (113) zu

$$\begin{aligned} R_s[n, m] = & \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(h_u^*[n - lN] P h_u[n + m - lN] \right. \\ & + \sum_{r=0}^{R-1} h_I^*[n - lN] C^*[r] P h_u[n + m - (l - r)N] \\ & + \sum_{r=0}^{R-1} h_u^*[n - lN] P C[r] h_I[n + m - (l + r)N] \\ & \left. + \sum_{r=0}^{R-1} \sum_{\rho=0}^{R-1} h_I^*[n - lN] C^*[r] P C[\rho] h_I[n + m - (l - r + \rho)N] \right) + CC. \end{aligned} \quad (114)$$

Um Gleichung (114) zu erhalten, wurde die Annahme von statistisch unabhängigen Daten mit der derselben Leistung im realen und imaginären Teil getroffen. P ist eine Diagonalmatrix, deren Elemente mit der Leistung der verwendeten Kanäle korrespondieren,

$$P = \text{diag}\{\sigma_{A_{u_1}}^2, \sigma_{A_{u_2}}^2, \dots, \sigma_{A_{u_U}}^2\} \quad \text{with} \quad \sigma_{A_{u_i}}^2 = E\{|A_{u_i}|^2\}, \quad \{u_1, u_2, \dots, u_U\} = \mathcal{K}_U.$$

(115)

Aus (114) kann die periodische Natur von $R_s[n, m]$ erkannt werden, jedes $n + pN$ bringt dasselbe Resultat wie n . Um diese Periodizität zu eliminieren, wird $R_s[n, m]$ über eine Periode gemittelt.

(116)

$$\begin{aligned} R_s[m] &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} R_s[n, m] \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(h_U^t[n - lN] P h_U[n + m - lN] \right. \right. \\ &\quad + \sum_{r=0}^{R-1} h_I^t[n - lN] C^t[r] P h_U[n + m - (l - r)N] \\ &\quad + \sum_{r=0}^{R-1} h_U^t[n - lN] P C[r] h_I[n + m - (l + r)N] \\ &\quad \left. \left. + \sum_{r=0}^{R-1} \sum_{\rho=0}^{R-1} h_I^t[n - lN] C^t[r] P C[\rho] h_I[n + m - (l - r + \rho)N] \right) \right) + \text{CC} \quad (117) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(h_U^t[n] P h_U[n + m] \right. \\ &\quad + \sum_{r=0}^{R-1} h_I^t[n] C^t[r] P h_U[n + m + rN] + \sum_{r=0}^{R-1} h_U^t[n] P C[r] h_I[n + m - rN] \\ &\quad \left. + \sum_{r=0}^{R-1} \sum_{\rho=0}^{R-1} h_I^t[n - lN] C^t[r] P C[\rho] h_I[n + m + (r - \rho)N] \right) + \text{CC} \end{aligned}$$

(118)

Weil $h_u[n]$ und $h_l[n]$ nur eine Stützung in dem Bereich $0 \leq n < N$ haben, reduziert sich die Summation über l in Gleichung (117) auf den Term für $l=0$, während alle anderen Terme gleich Null sind.

Anwenden der diskreten Fourier-Transformierten auf $R_s[m]$ ergibt das Leistungsdichtespektrum

$$S_s(e^{j\theta}) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} R_s[m] e^{-j\theta m} \quad (119)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{N} \sum_{m=-RN+1}^{RN-1} \left(\sum_{n=0}^{N-1} \left(h_u^t[n] P h_u[n+m] \right. \right. \\ &\quad + \sum_{r=0}^{R-1} h_l^t[n] C^t[r] P h_u[n+m+rN] + \sum_{r=0}^{R-1} h_u^t[n] P C[r] h_l[n+m-rN] \\ &\quad \left. \left. + \sum_{r=0}^{R-1} \sum_{\rho=0}^{R-1} h_l^t[n-lN] C^t[r] P C[\rho] h_l[n+m+(r-\rho)N] \right) + \text{CC} \right) e^{-j\theta m} \end{aligned} \quad (120)$$

Weil $R_s[m]$ ungleich Null nur in dem Bereich $-RN < m < RN$ ist, muß die Summation in Gleichung (120) nur in einem endlichen Intervall durchgeführt werden.

Da wir nun einen Ausdruck für das Leistungsdichtespektrum $S_s(e^{j\theta})$ haben, kann nun ein Kriterium formuliert werden, welches unter Bezug auf die Koeffizienten $C[r]$, $r = 0, 1, \dots, R-1$ optimiert werden soll. Die Aufgabe der Erfindung ist es, das übertragene Signal innerhalb des Ausblendbereichs zu unterdrücken. Das erfindungsgemäß angewandte Kriterium zur Optimierung ist das gewichtete Integral von $S_s(e^{j\theta})$.

$$\psi_1(C[0], C[1], \dots, C[R-1]) = \int_0^{2\pi} W(e^{j\theta}) S_s(e^{j\theta}) d\theta \quad (121)$$

$W(e^{j\theta})$ ist die Gewichtsfunktion. Wenn $W(e^{j\theta})$ innerhalb des Ausblendbereichs auf 1 und außerhalb 0 gesetzt wird, ist die Gleichung (121) die übertragene Leistung innerhalb der Ausblendbereiche. Diese Wahl korrespondiert mit der minimalen übertragenen Leistung im Ausblendbereich. Die minimale übertragene Leistung ist jedoch nicht genau der interessierende Wert. Das genaue Ziel besteht darin, den maximalen Wert des Leistungsdichtespektrums $S_s(e^{j\theta})$ innerhalb des Ausblendbereichs unter einen bestimmten Wert zu unterdrücken. Natürlich kann dafür ein Min/Max-Kriterium formuliert werden, dieses ist aber mathematisch schwieriger zu handhaben.

Deshalb wird nicht eine rechteckige Fensterfunktion $W(e^{j\Theta})$ sondern eine relativ sanft verlaufende Gewichtungsfunktion verwendet. Die Übergänge von 1 auf Null und umgekehrt werden dabei mit linearen Steigungen ausgeführt. Diese Wahl entspricht weder der Min/Max-Lösung noch der Minimierung der übertragenen Leistung innerhalb des Ausblendbereiches, aber Simulationen haben gezeigt, daß diese Wahl bessere Ergebnisse als die Minimierung der übertragenden Leistung innerhalb bestimmter Frequenzbänder liefert.

Die Koeffizienten $C[r]$, $r = 0, 1, \dots, R-1$ können nun als Lösung des Optimierungsproblems angeschrieben werden

$$\begin{pmatrix} C[0] \\ C[1] \\ \vdots \\ C[R-1] \end{pmatrix} = \arg \min_{\substack{C[0] \\ C[1] \\ \vdots \\ C[R-1]}} \psi_1(C[0], C[1], \dots, C[R-1]). \quad (122)$$

weil (121) eine quadratische Funktion in den Koeffizienten $C[r]$ ist, hat Gleichung (121) ein einziges Minimum. Dieses Minimum wird beschreiben durch die Gleichungen

$$\frac{\partial}{\partial [C[r]]_{ui}} \psi_1(C[0], C[1], \dots, C[R-1]) = 0 \quad \text{for} \quad \begin{array}{l} r = 0, 1, \dots, R-1 \\ u = u_1, u_2, \dots, u_U \\ r = i_1, i_2, \dots, i_I \end{array} \quad (123)$$

die durch U unabhängige lineare Gleichungssysteme gelöst werden können. Jeder Wert von u entspricht einem linearen Gleichungssystem mit RI Unbekannten. Das Gleichungssystem, das einem festen Wert von $u_x \in U$ gehört, beschreibt die Koeffizienten, die in der x-ten Zeile von allen R Matrizen $C[r]$, $r = 0, 1, 2, \dots, R-1$ enthalten sind. Wird die x-te Zeile der Matrix $C[r]$ als $c_{ux}^T[r]$ bezeichnet (Vergleiche mit Gleichung (112)), kann der Vektor der Unbekannten angeschrieben werden als $c_{ux}^T = [c_{ux}^T[0] c_{ux}^T[1] \dots c_{ux}^T[R-1]]$. Auf den ersten Blick erscheint es seltsam, daß das durch Gleichung (123) beschriebene Gleichungssystem in U unabhängige Gleichungssysteme aufspaltet. Die in der x-ten Zeile enthaltenen Koeffizienten sind die Gewichtungsfaktoren, die auf die I Kompensationstöne i_1, i_2, \dots, i_I angewandt werden müssen, um den Effekt des Tons u_x zu minimieren. Die statistisch unabhängigen Daten, die im Zusammenhang mit der Ableitung von $S_S(e^{j\Theta})$ angenommen wurden, implizieren, daß die durch einen Ton übertragenen Daten keine Information der von

den anderen Tönen übertragenen Daten beinhalten. Die Minimierung des Effekts der durch einen einzigen Ton übertragenen Daten wird daher nur durch Betrachtung dieses einzelnen Tons und keines anderen durchgeführt, sodaß die durch Gleichung (123) beschriebenen Gleichungen in so viele Systeme wie zur Informationsübertragung verwendete Töne aufspaltet.

Die Koeffizienten-Matrix von allen U Gleichungssystemen sind dieselben und können als eine Block-Matrix dargestellt werden

$$A = \begin{pmatrix} A_{00} & A_{01} & \dots & A_{0R-1} \\ A_{10} & A_{11} & \dots & A_{1R-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{R-10} & A_{R-11} & \dots & A_{R-1R-1} \end{pmatrix} \quad (124)$$

mit der Matrix A_{kl} , $k, l = 0, 1, \dots, R-1$, definiert als

$$A_{kl} = \int_0^{2\pi} W(e^{j\theta}) H_I(e^{j\theta}) H_I^*(e^{j\theta}) e^{-j\theta(l-k)N} d\theta. \quad (125)$$

Die neu eingeführte Größe $H_I(e^{j\theta})$ enthält die Fourier-Transformierte $H_i(e^{j\theta})$ der Kompensationstöne $h_i[n]$, $i \in K_I$

$$H_I^T(e^{j\theta}) = [H_{i_1}(e^{j\theta}) \ H_{i_2}(e^{j\theta}) \ \dots \ H_{i_I}(e^{j\theta})] \quad \{i_1, i_2, \dots, i_I\} = K_I \quad (126)$$

Die rechte Seite des Gleichungssystems, welche $u = u_x$ entspricht, kann als ein Block-Vektor angeschrieben werden,

$$d_{u_x}^T = [d_{u_x}^T[0] \ d_{u_x}^T[1] \ \dots \ d_{u_x}^T[R-1]] \quad \text{with} \quad d_{u_x}[r] = - \int_0^{2\pi} W(e^{j\theta}) H_{u_x}(e^{j\theta}) H_I^*(e^{j\theta}) e^{j\theta r N} d\theta \quad \text{for} \quad r = 0, 1, \dots, R-1. \quad (127)$$

$H_{ux}(e^{j\theta})$ ist die Fourier-Transformierte der Basis-Funktion $h_{ux}[n]$ des Tons u_x . Mit Gleichungen (124) und (127) wird nun für jedes $u_x \in U$ ein Gleichungssystem erhalten

$$Ac_{ux} = d_{ux} , \quad (128)$$

das für c_{ux} gelöst werden kann. Alle möglichen Werte für u_x ergeben den kompletten Satz von Koeffizienten $C[r]$ (Vergleiche mit Gleichung (112)), die für das erfindungsgemäßen Verfahren benötigt werden.

Eine weitere Möglichkeit der Berechnung ist die deterministische Berechnung. Es wird nicht wie bei der vorhergehenden Berechnungsmethode Statistik angewandt, um die optimale Wahl der Koeffizienten $C[r]$, $r = 0, 1, \dots, R-1$ zu berechnen. Weil die aktuellen Daten und alle vorhergehenden Daten bekannt sind, ist es möglich, die Fourier-Transformierte der übertragenen Folge zu berechnen. Das minimierte Kriterium ist die im Ausblendbereich enthaltene Energie der Fourier-Transformierten.

Es wird zumindest ein Teil der in zumindest einem Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen Ausblendbereich angrenzende Subträger als Kompensationstöne verwendet werden, deren Beladung so berechnet wird, daß das Integral über den gesamten Frequenzbereich des gewichteten, quadrierten Betrags der Fourier-Transformierten des gesendeten Datensignals über eine vorbestimmbare Anzahl von Datenblöcken minimiert wird.

Das für diese Ausführungsform des erfindungsgemäßen Verfahrens angewandte System ist dem im Blockdiagramm gemäß Fig.33 sehr ähnlich, Der einzige Unterschied besteht in der Berechnungs-Einheit für den Kompensations-Vektor. Im Gegensatz zur vorhergehenden statistischen Berechnung wird nicht auf eine lineare Transformation der aktuellen und der vergangenen Daten eingeschränkt.

Das übertragende Signal kann geschrieben werden als

$$s[n] = \sum_{l=-\infty}^{\infty} (A^T[l]h_u[n-lN] + c^T[l]h_x[n-lN]) + CC . \quad (129)$$

Der Vektor $c[l]$ enthält die Amplituden der Kompensationstöne. Im Idealfall wird die Fourier-Transformierte der vollständigen Sequenz bis zur Gegenwart berechnet und versucht, die Koeffizienten zu finden, die dem kleinsten Anteil der Energie innerhalb des Ausblendbereiches entsprechen. Dabei ergeben sich die folgenden zwei Probleme. Erstens werden zur Berechnung der Fourier-Transformierten die vollständige Folge aller

vergangenen Daten benötigt, was einen unendlich großen Speicher erfordert. Zweitens, wenn die Abfolge in der unendlichen Vergangenheit beginnt, kann die Folge nicht absolut summierbar sein und daher die Fourier-Transformierte nicht existieren.

Um diese Probleme zu lösen, wird nicht eine vollständige Folge betrachtet sondern nur die durch den aktuellen und die letzten $R-1$ Datenvektoren hervorgerufenen Folgen. Der erforderliche Speicher wird dadurch $R-1$ und aufgrund der endlichen Folge existiert auch die Fourier-Transformierte. Der betrachtete Zeitbereich kann geschrieben werden als

$$s[n] = \sum_{l=m-R+1}^m (A^T[l]h_u[n-lN] + c^T[l]h_x[n-lN]) + CC. \quad (130)$$

Die Zahl m ist der Zeitindex des aktuellen Datenvektors und $m = \lfloor n/N \rfloor$. $A[l]$ und $c[l]$ mit $l=m$ entspricht den vergangenen Datenvektoren und den Kompensationsvektoren. $A[m]$ ist der aktuelle Datenvektor, $c[m]$ ist der aktuelle Kompensationsvektor, der berechnet werden muß.

Die Fourier-Transformierte der Gleichung (129) ist gleich

$$S(e^{j\theta}) = \sum_{l=m-R+1}^m \left(A^T[l]H_u(e^{j\theta}) + c^T[l]H_x(e^{j\theta}) + A^l[l]H_u^*(e^{-j\theta}) + c^l[l]H_x^*(e^{-j\theta}) \right) e^{-j\theta lN}. \quad (131)$$

Der neu eingesetzte Wert $H_u(e^{j\theta})$ enthält die Fourier-Transformierten $H_u(e^{j\theta})$ der informationsübertragenden Töne $h_u[n]$, $u \in K_u$

$$H_u^T(e^{j\theta}) = [H_{u_1}(e^{j\theta}) H_{u_2}(e^{j\theta}) \dots H_{u_U}(e^{j\theta})] \quad \{u_1, u_2, \dots, u_U\} = K_u. \quad (132)$$

Die Funktion, die durch die optimale Wahl der $c[m]$ optimiert werden soll, ist nun das Integral der quadrierten Größe $|S(e^{j\theta})|^2$ gewichtet durch $W(e^{j\theta})$.

$$\psi_2(c[m]) = \int_0^{2\pi} W(e^{j\theta}) |S(e^{j\theta})|^2 d\theta \quad (133)$$

Wenn die Gewichtungsfunktion $W(e^{j\theta})$ als eine Rechtecks-Fenster-Funktion gewählt wird, die innerhalb des Ausblendbereiches 1 und Null überall außerhalb dieses Bereiches ist, entspricht das Integral in Gleichung (133) der Energie im Inneren des Ausblendbereiches.

Wie bereits im Zusammenhang mit der statistischen Berechnung bereits erklärt worden ist, muß diese Wahl nicht optimal sein. Wieder ist Gleichung (133) eine quadratische Funktion vom Koeffizienten-Vektor $c[m]$ mit einem einzigen Minimum mit Bezug auf $c[m]$. Das Minimum wird durch Setzen der Ableitung von Gleichung (133) gleich Null und durch Lösen für $c[m]$ erreicht. Dadurch kann der Kompensationsvektor $c[m]$ ausgedrückt werden als

$$c[m] = \sum_{l=m-R+1}^m \left(F[m-l]A[l] + G[m-l]A^*[l] \right) + \sum_{l=m-R+1}^{m-1} \left(Q[m-l]c[l] + R[m-l]c^*[l] \right). \quad (134)$$

Die Matrizen $F(l)$, $G(l)$, $Q(l)$, $R(l)$, $A(l)$, $B(l)$, $C(l)$, $D(l)$, , $l = 0, 1, \dots, R-1$ sind definiert als

$$F[l] = (B^{-1}[0]D[0] - D^{*-1}[0]B^*[0])^{-1}(-B^{-1}[0]C[l] + D^{*-1}[0]A^*[l]) \quad (35)$$

$$G[l] = (B^{-1}[0]D[0] - D^{*-1}[0]B^*[0])^{-1}(-B^{-1}[0]A[l] + D^{*-1}[0]C^*[l]), \quad (36)$$

$$Q[l] = (B^{-1}[0]D[0] - D^{*-1}[0]B^*[0])^{-1}(-B^{-1}[0]D[l] + D^{*-1}[0]B^*[l]) \quad (37)$$

$$R[l] = (B^{-1}[0]D[0] - D^{*-1}[0]B^*[0])^{-1}(-B^{-1}[0]B[l] + D^{*-1}[0]D^*[l]). \quad (38)$$

$$A[l] = \int_0^{2\pi} W(e^{j\theta}) H_I^*(e^{-j\theta}) H_U^l(e^{j\theta}) e^{-j\theta l N} d\theta \quad (39)$$

$$B[l] = \int_0^{2\pi} W(e^{j\theta}) H_I^*(e^{-j\theta}) H_I^l(e^{j\theta}) e^{-j\theta l N} d\theta \quad (40)$$

$$C[l] = \int_0^{2\pi} W(e^{j\theta}) H_I^*(e^{-j\theta}) H_U^T(e^{-j\theta}) e^{-j\theta l N} d\theta \quad (41)$$

$$D[l] = \int_0^{2\pi} W(e^{j\theta}) H_I^*(e^{-j\theta}) H_I^T(e^{-j\theta}) e^{-j\theta l N} d\theta. \quad (42)$$

Die Matrizen $F(l)$, $G(l)$, $Q(l)$, $R(l)$, $l = 0, 1, \dots, R-1$ ändern sich nicht mit der Zeit. Sie können einmal berechnet und gespeichert werden. Die einzigen Rechenoperationen, die für jeden Zeitschritt durchgeführt werden müssen, ist die Auswertung von Gleichung (134). Verglichen mit der statistischen Berechnung erfordert die deterministische Berechnung einen höheren rechnerischen Aufwand, weil die Matrix-Multiplikationen $2R(I \times U)$ und $2R - 2(I \times I)$ durchgeführt werden müssen, verglichen mit den Matrixmultiplikationen $R(I \times U)$ bei der statistischen Berechnung. Die zusätzliche Komplexheit ergibt sich aufgrund der Tatsache, daß $c[m]$ auch von den komplex konjugierten Werten der Daten abhängt.

Wie nachfolgend noch erläutert werden wird, ergibt die statistische und die deterministische Berechnungsmethode beinahe die gleichen Resultate, sodaß die statistische Berechnung aufgrund des geringeren Rechenaufwandes vorzuziehen ist.

Werden die Datenblöcke mit einem zyklischen Prefix übertragen, werden die letzten P Werte jedes Zeitbereichsblocks diesem Block vorangestellt. Das zyklische Prefix kann durch Verwendung von leicht modifizierten Basisfunktionen für die informationsübertragenden Töne und die Kompensationstöne beschrieben werden.

$$h_u[n] = e \begin{cases} j^{\frac{2\pi}{M}} u(n-P) & u \in \mathcal{K}_U, n=0, 1, \dots, N+P \\ 0 & \end{cases} \quad (143)$$

$$h_i[n] = \begin{cases} e^{j^{\frac{2\pi}{M}} i(n-P)} & i \in \mathcal{K}_I, n=0, 1, \dots, N+P \\ 0 & \end{cases} \quad (144)$$

Die Vektoren $h_u[n]$ und $h_i[n]$ sind noch immer zusammengesetzt wie in Gleichung (110) und (107) beschrieben, aber mit den neuen vorstehenden Werten von $h_u[n]$ und $h_i[n]$.

In den vollständigen Ableitungen der statistischen und der deterministischen Berechnungsmethode werden die besondere Form der Basisfunktionen (110) und (107) nicht in den Berechnungen berücksichtigt. Wenn die Basisfunktionen durch Gleichung (144) und (143) ersetzt werden, sind die anderen Gleichungen weiterhin gültig.

Abschließend wird nunmehr eine Simulation der statistischen Methode angegeben, wenn diese auf ein System mit einem zyklischen Prefix angewandt wird.

Dazu wird ein VDSL-Übertragungssystem herangezogen. Ein Hauptproblem bei VDSL-Übertragungen ist die Existenz von sehr schmalen Bändern, sogenannten HAM-Bändern, die durch den Amateurfunk besetzt sind. Die HAM-Bänder sind in den Bereichen von 1,81 - 2,00 MHz, 3,50 - 3,80 MHz und 7,00 - 7,10 MHz angeordnet. Innerhalb dieser Bänder muß das übertragene Leistungsdichtespektrum um 20 dB reduziert werden. Um das

Leistungsdichtespektrum innerhalb dieser Bänder zu reduzieren, ist es nicht ausreichend, keine Information in den die HAM-Bänder überlappenden Subkanälen zu übertragen. Eine Reihe von benachbarten Kanälen müssen mit Nullen geladen werden, um die erwünschte Reduktion des Leistungsdichtespektrums zu erreichen. In den nachfolgenden Beispielen wird die Anwendbarkeit des erfindungsgemäßen Verfahrens gezeigt, um die Anzahl der nullgeladenen Subkanäle zu reduzieren.

Alle System verwenden eine Kanalnummer von $M=512$. Die Länge der Guard-Intervalle oder des zyklischen Prefixes ist 32.

Die erste Simulation betrifft ein System, das keine speziellen Methoden zur Unterdrückung des Leistungsdichtespektrums innerhalb der HAM-Bänder verwendet. Die erforderliche Unterdrückung wird durch einige mit Null geladenen Töne erreicht. Ein zyklischer Prefix wird angewandt. Das Leistungsdichtespektrum und die erforderlichen nullgeladenen Töne des Systems A sind in Fig.35 und 36 und in der Tabelle gemäß Fig.34 angegeben.

In der zweiten Simulation wird die erforderliche Unterdrückung des Leistungsdichtespektrums innerhalb des HAM-Bands durch das erfindungsgemäße statistische Verfahren erreicht. System B verwendet ein Guard-Intervall. Das Leistungsdichtespektrum und die nullgeladenen Töne sind durch Fig.38 und 39 und die Tabelle gemäß Fig.37 angegeben.

System C entspricht einem System, welches das deterministische, erfindungsgemäße Verfahren anwendet. Fig.41, 42 und Tabelle gemäß Fig. 40. zeigen das Leistungsdichtespektrum und die nullgeladenen Töne.

Das System D wendet das statistische, erfindungsgemäße Verfahren für den Fall an, daß ein zyklischer Prefix verwendet wird. Die Simulationsergebnisse sind in der Tabelle nach Fig.43 zusammengefaßt, das Leistungsdichtespektrum ist in Fig.44, 45 gezeigt.

Bei Vergleich der Tabellen nach Fig.34, 37, 40 und 43 ist ersichtlich, daß die das erfindungsgemäße Verfahren anwendenden Systeme dieselbe Anzahl an nullgeladenen Tönen erfordern, um die gewünschte Unterdrückung des Leistungsdichtespektrums innerhalb der HAM-Bänder zu erreichen. System A, das kein erfindungsgemäßes Verfahren anwendet, benötigt 35 Kanäle mehr, um dasselbe Ziel zu erreichen wie die Systeme B und C. Bei Vergleich der Leistungsdichtespektren der Systeme B und C ergibt sich, daß diese fast völlig gleichwertig sind. Wie vorher bereits erwähnt, ist das System B weniger komplex als das System C sodaß das statistische System bevorzugt angewendet werden wird. System D, das ein zyklisches Prefix anstelle eines Guardintervalls anwendet, verhält sich genauso gut wie System B.

Das erfindungsgemäße Verfahren ist auch für ein System mit einem zyklischen Prefix anwendbar. Bei Vergleich der Unterdrückung des Leistungsdichtespektrums der Systeme A und D, die beide für den zyklischen Prefix angewandt werden, ist zu ersehen, daß System A die Anforderungen sehr schlecht erbringt, während System D sich sehr gut verhält.

PATENTANSPRÜCHE

1. Verfahren zur Unterdrückung von schmalen Frequenzbändern in Ausblendbereichen bei der Übertragung von Daten durch ein Mehrträgerverfahren, z.B. DMT (Discrete Multitone), bei dem ein vorbestimmtes breites Frequenzband in eine Vielzahl von Subkanälen mit diesen zugeordneten Subträgern unterteilt ist und die zu übertragenden Daten im Sender durch Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation (IDFT) moduliert und im Empfänger durch Diskrete-Fourier-Transformation (DFT) demoduliert werden, wodurch jeder Subkanal im Spektrum eine Hauptkeule und mehrere, zwischen nahen Subträgern auftretende Nebenkeulen aufweist, wobei zur Unterdrückung zumindest eines schmalen Ausblend-Frequenzbereiches alle in diesem schmalen Ausblendbereich enthaltenen Subträger und weitere, an den schmalen Ausblendbereich angrenzende Subträger mit Null geladen werden, **dadurch gekennzeichnet**, daß für jeden sich zwischen den im Ausblendbereich beinhaltenen Subträgern bzw. an diesen angrenzenden Subträgern mit Nullladung erstreckenden Frequenzbereich zusätzlich jeweils ein Impuls zur Kompensation der im Ausblendbereich auftretenden Nebenkeulen übertragen wird, welcher Impuls jeweils ein den in den Zwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen ähnliches Frequenzspektrum aufweist und der entsprechend den Datenwerten der in den jeweiligen Zwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen angesteuert wird, wobei der oder die Kompensationsimpulse orthogonal zu den informationsübertragenden Subträgern übertragen werden.

2. Verfahren nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, daß aus den Datenwerten einer vorbestimmbaren Anzahl von Subkanälen die Amplitude und Phase der Nebenkeulenspektren für den Ausblendbereich berechnet und der zu jedem Frequenzzwischenbereich gehörige Kompensationsimpuls durch Addition der einzelnen, dafür berechneten komplexen Nebenkeulenspektren ermittelt wird, und daß vor der Übertragung der oder die so ermittelten Kompensationsimpulse dem Sendesignal so überlagert werden, daß der Ausblendbereich von störenden Nebenkeulen befreit wird.

3. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 oder 2, **dadurch gekennzeichnet**, daß außer den im Ausblendbereich beinhaltenen Subträgern nur die an der Grenze des Ausblendbereichs und gegebenenfalls ein oder wenige unmittelbar außerhalb der Grenze des Ausblendbereiches gelegener bzw. gelegene Subträger mit Null geladen werden.

4. Verfahren zur Unterdrückung von schmalen Frequenzbändern in Ausblendbereichen bei der Übertragung von Daten durch ein Mehrträgerverfahren, z.B. DMT (Discrete Multitone), bei dem ein vorbestimmtes breites Frequenzband in eine Vielzahl von Subkanälen mit diesen zugeordneten Subträgern unterteilt ist und die zu übertragenden Daten im Sender durch Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation (IDFT) moduliert und im Empfänger durch Diskrete-Fourier-Transformation (DFT) demoduliert werden, wodurch jeder Subkanal im Spektrum eine Hauptkeule und mehrere, im Bereich naher Subträger auftretende Nebenkeulen aufweist, **dadurch gekennzeichnet**, daß für jeden sich zwischen den in zumindest einem Ausblendbereich beinhalteten Subträgern bzw. an diesen angrenzenden Subträgern erstreckenden Frequenzbereich die in diesen Frequenzzwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen und daraus die erforderliche Beladung der im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen angrenzenden Subträger berechnet werden, um eine Kompensation der im Ausblendbereich auftretenden Nebenkeulen zu erreichen, und daß die im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. die an diesen angrenzenden Subträger mit der berechneten Beladung übertragen werden, wobei die verbleibenden, restlichen Subträger unverändert bleiben.

5. Übertragungssystem zur Übertragung von Daten mittels eines Mehrträgerverfahrens, z.B. DMT (Discrete Multitone), und zur Unterdrückung mindestens eines schmalen Ausblend-Frequenzbereiches, mit einer Inverse-Diskrete-Fourier-Transformationseinheit (IDFT) umfassenden Sendeeinheit, mit der eine Vielzahl den Sendefrequenzbereich unterteilende Subkanäle mit zugeordneten Subträgern modulierbar ist und einer Diskrete-Fourier-Transformationseinheit (DFT) umfassenden Empfangseinheit, wobei in der IDFT-Einheit alle im Ausblendbereich beinhalteten bzw. die an den Ausblendbereich anschließenden Subträger mit Null ladbar sind, insbesondere zur Durchführung eines Verfahrens nach einem der Ansprüche 1, 2 oder 3, **dadurch gekennzeichnet**, daß für jeden sich zwischen den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern bzw. an diesen anschließenden Subträgern erstreckenden Frequenzbereich eine Recheneinheit (4) zur Berechnung von durch außerhalb des Ausblendbereiches liegenden Subkanäle hervorgerufenen Nebenkeulen vorgesehen ist, wobei am Eingang der Recheneinheit (4) die zu übertragenden Daten anlegbar und am Ausgang der Recheneinheit (4) die berechnete Amplitude und Phase der summierten Nebenkeulen abgreifbar sind, daß an den Ausgang jeder Recheneinheit (4) ein Kompensationsfilter angeschlossen ist, dessen Übertragungsfunktion gleich oder ähnlich dem Spektrum der Nebenkeulen des entsprechenden Frequenzzwischenbereiches ist, und daß der Ausgang des Kompensationsfilters (6) mit einem ersten Eingang eines Subtraktionsglieds (3) und der Ausgang der IDFT-Einheit (1) mit einem zweiten Eingang des Subtraktionsglieds (3) verbunden ist, sodaß am Ausgang des Subtraktionsglieds (3) ein störungskompensiertes Sendesignal abgreifbar ist.

6. Übertragungssystem zur Übertragung von Daten mittels eines Mehrträgerverfahrens, z.B. DMT (Discrete Multitone), und zur Unterdrückung mindestens eines schmalen Ausblend-Frequenzbereiches, mit einer Inverse-Diskrete-Fourier-Transformationseinheit (IDFT) umfassenden Sendeeinheit, mit der eine Vielzahl den Sendefrequenzbereich unterteilende Subkanäle mit zugeordneten Subträgern modulierbar ist und einer Diskrete-Fourier-Transformationseinheit (DFT) umfassenden Empfangseinheit, insbesondere zur Durchführung eines Verfahrens nach Anspruch 4, **dadurch gekennzeichnet**, daß vor die IDFT-Einheit (1) eine Recheneinheit (4') zur Berechnung von durch außerhalb des Ausblendbereiches liegende Subkanäle hervorgerufenen Nebenkeulen geschaltet ist, wobei am Eingang der Recheneinheit (4') die zu übertragenden Daten anlegbar sind und am Ausgang der Recheneinheit (4') die im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen anschließenden Subträger mit einer die Nebenkeulen kompensierenden Beladung abgreifbar sind, welche zusammen mit den unveränderten Beladungen der restlichen, außerhalb des Ausblendbereiches liegenden Subträger von der IDFT-Einheit (1) einlesbar sind.

7. Verfahren zur Unterdrückung von schmalen Frequenzbändern in Ausblendbereichen bei der Übertragung von Daten durch ein Mehrträgerverfahren, z.B. DMT (Discrete Multitone), bei dem ein vorbestimmtes breites Frequenzband in eine Vielzahl von Subkanälen mit diesen zugeordneten Subträgern unterteilt ist und die zu übertragenden Daten im Sender durch Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation (IDFT) moduliert und im Empfänger durch Diskrete-Fourier-Transformation (DFT) demoduliert werden, wodurch jeder Subkanal im Spektrum eine Hauptkeule und mehrere, im Bereich naher Subträger auftretende Nebenkeulen aufweist, **dadurch gekennzeichnet**, daß zumindest ein Teil der in zumindest einem Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen Ausblendbereich angrenzende Subträger als Kompensationstöne verwendet werden, deren Beladung so berechnet wird, daß das Integral des gewichteten, gesendeten Leistungsdichte-Spektrums über den gesamten Frequenzbereich minimiert wird.

8. Verfahren zur Unterdrückung von schmalen Frequenzbändern in Ausblendbereichen bei der Übertragung von Daten durch ein Mehrträgerverfahren, z.B. DMT (Discrete Multitone), bei dem ein vorbestimmtes breites Frequenzband in eine Vielzahl von Subkanälen mit diesen zugeordneten Subträgern unterteilt ist und die zu übertragenden Daten im Sender durch Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation (IDFT) moduliert und im Empfänger durch Diskrete-Fourier-Transformation (DFT) demoduliert werden, wodurch jeder Subkanal im Spektrum eine Hauptkeule und mehrere, im Bereich naher Subträger auftretende Nebenkeulen aufweist, **dadurch gekennzeichnet**, daß zumindest ein Teil der in zumindest einem Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen Ausblendbereich angrenzende Subträger als Kompensationstöne verwendet werden, deren Beladung so berechnet wird, daß das Integral über den gesamten Frequenzbereich des gewichteten,

quadrierten Betrags der Fourier-Transformierten des gesendeten Datensignals über eine vorbestimmbare Anzahl von Datenblöcken minimiert wird.

9. Verfahren nach Anspruch 7 oder 8, **dadurch gekennzeichnet**, daß bereits gesendete Daten bei der Berechnung berücksichtigt werden.

10. Verfahren nach einem der Ansprüche 7, 8 oder 9, **dadurch gekennzeichnet**, daß zwischen den zu Blöcken zusammengefaßten Daten entweder ein Guard-Intervall oder ein zyklisches Prefix übertragen wird.

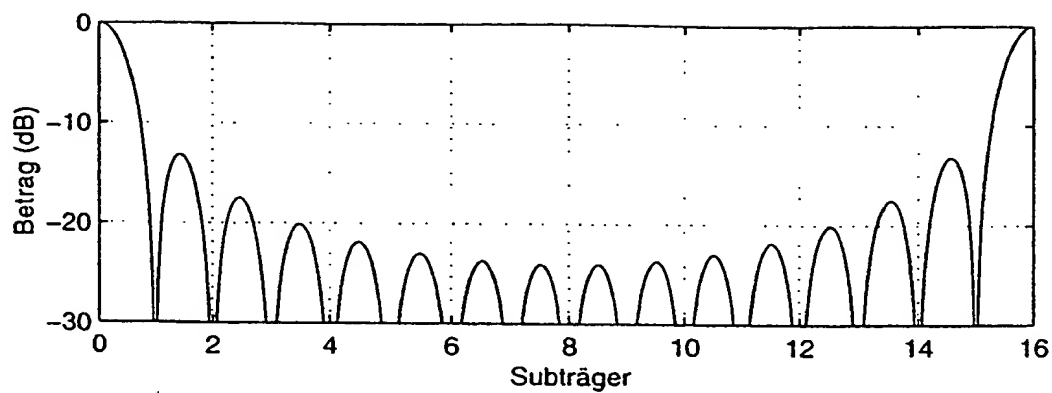


FIG. 1

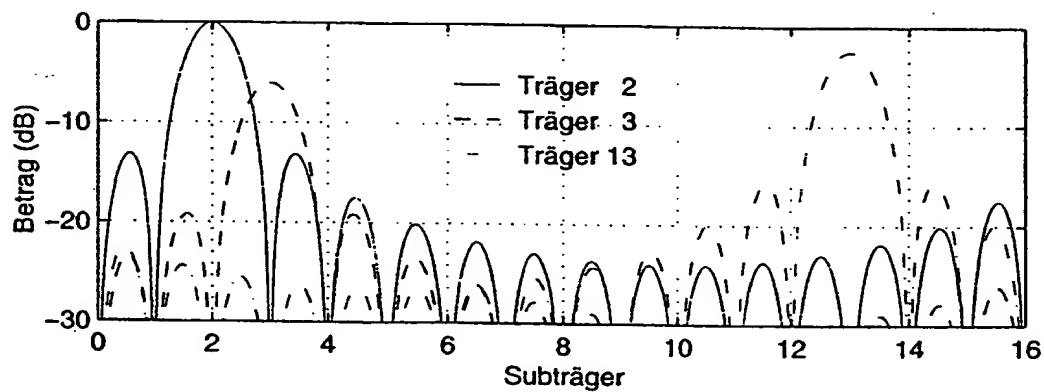


FIG. 2

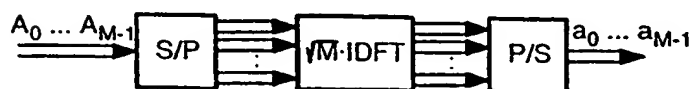
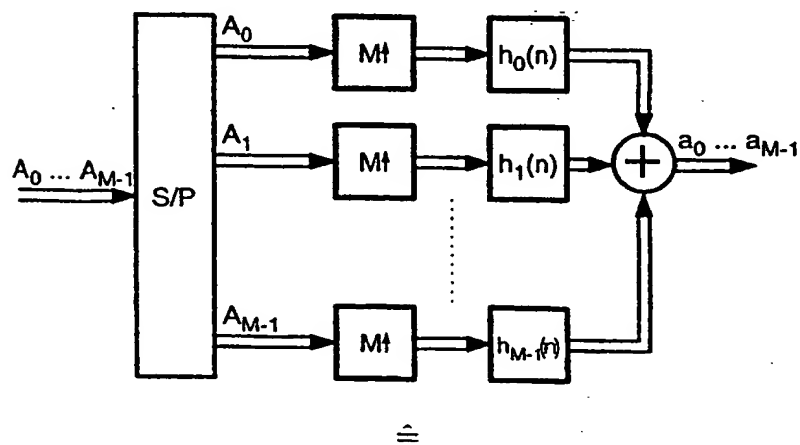


FIG. 3

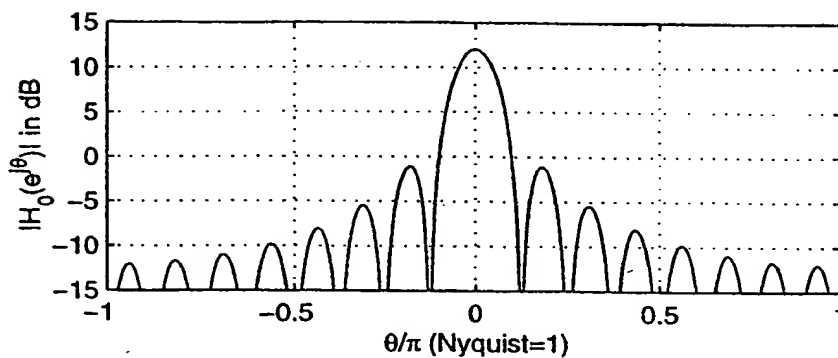


FIG. 4

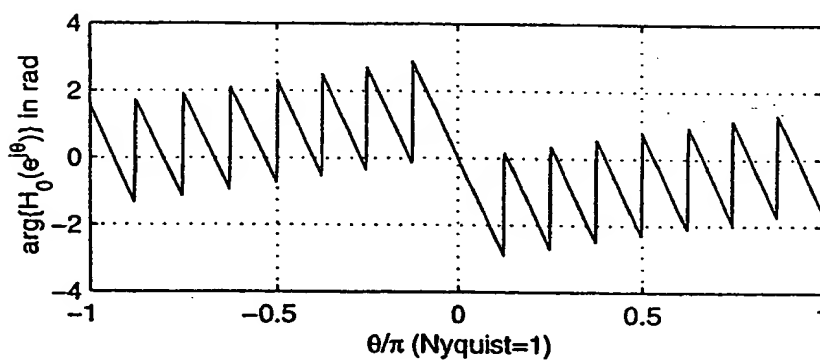


FIG. 5

Prototypfilter $H_0(e^{j\theta})$ für $M = 16$.

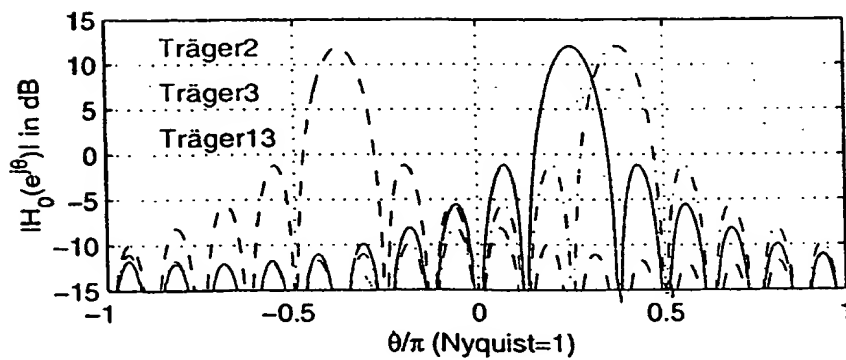


FIG. 6

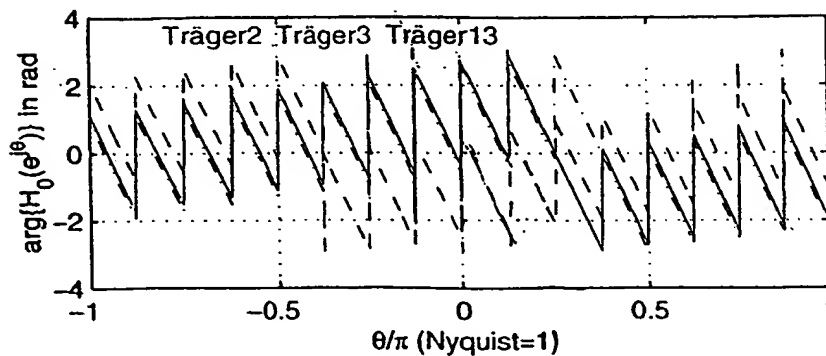


FIG. 7

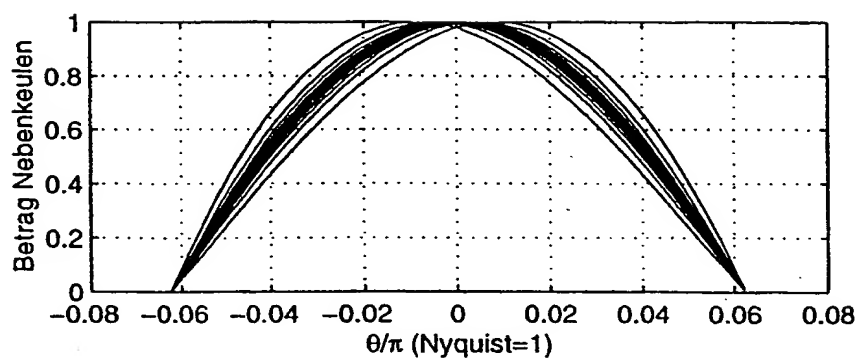


FIG. 8

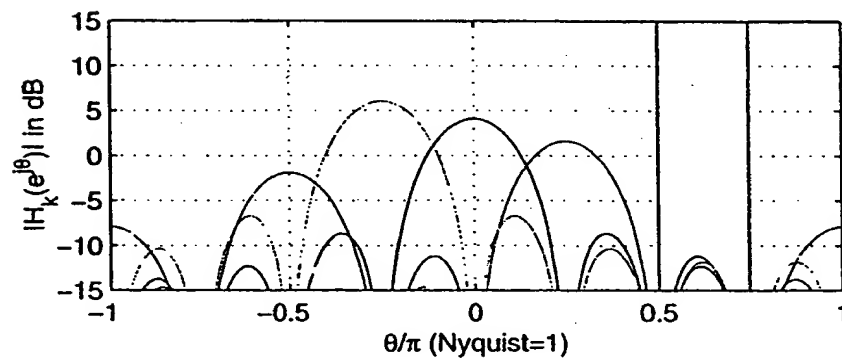


FIG. 9

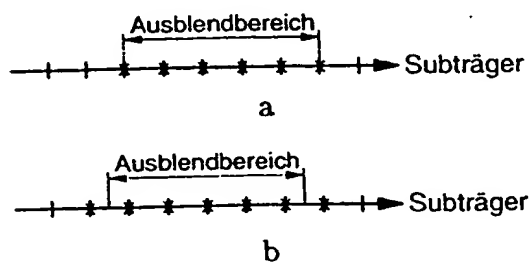


FIG. 10

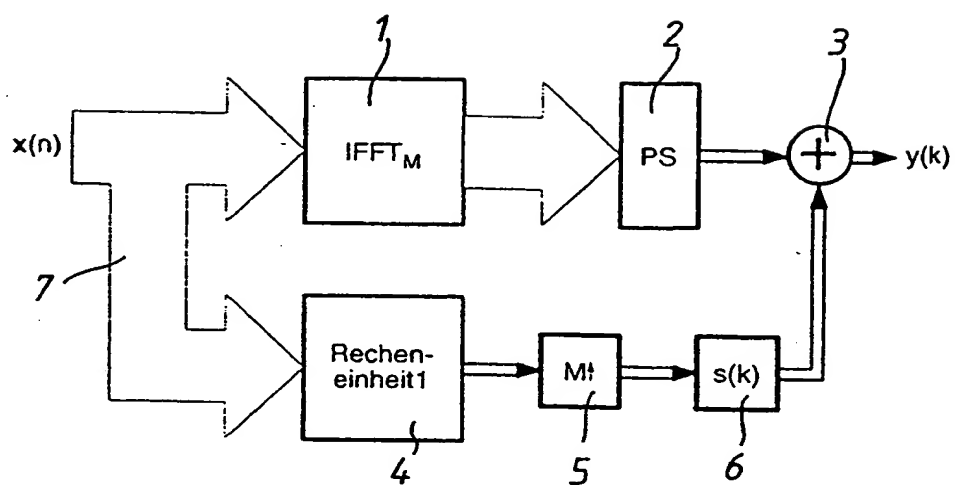


FIG. 11

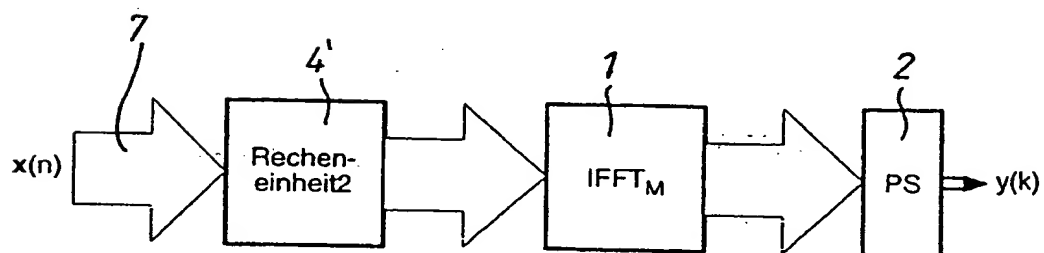


FIG. 12

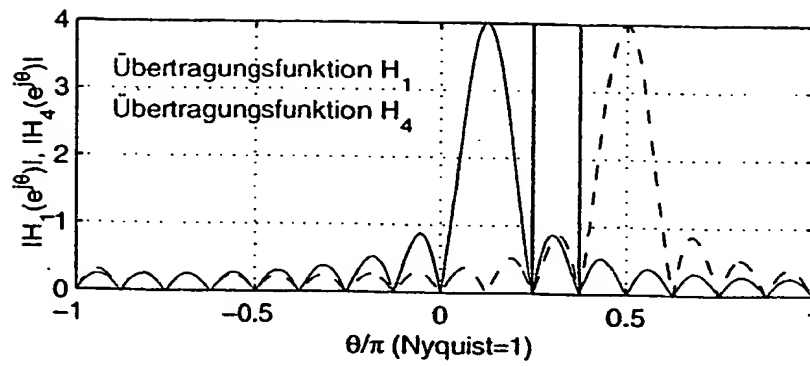


FIG. 13

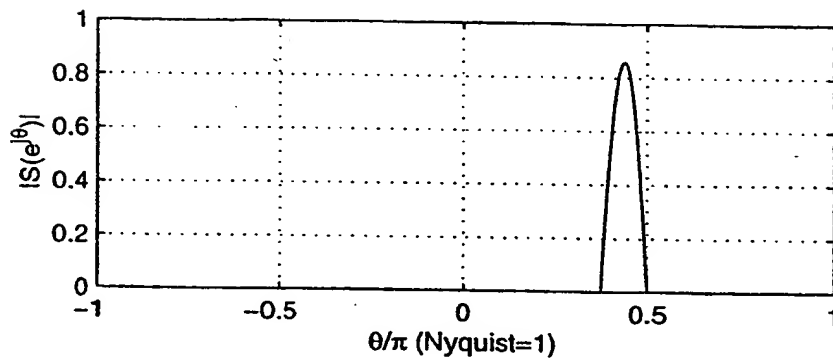


FIG. 14

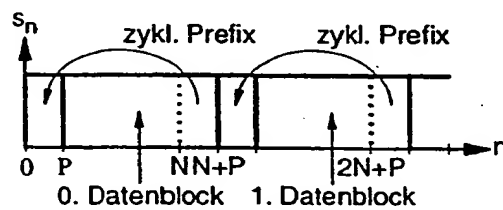


FIG. 15

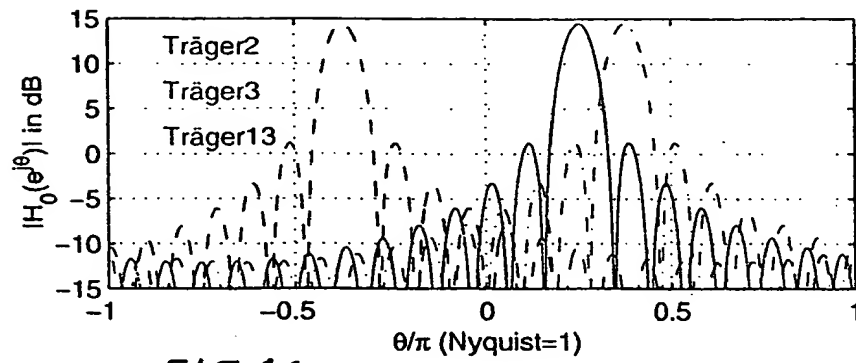


FIG. 16

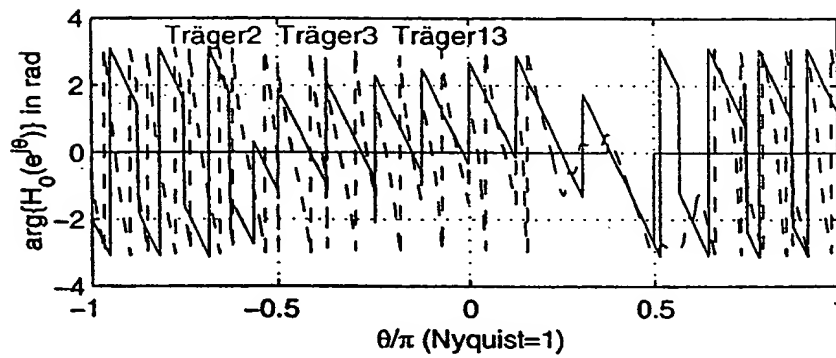


FIG. 17

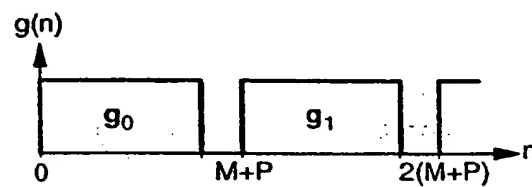


FIG. 18

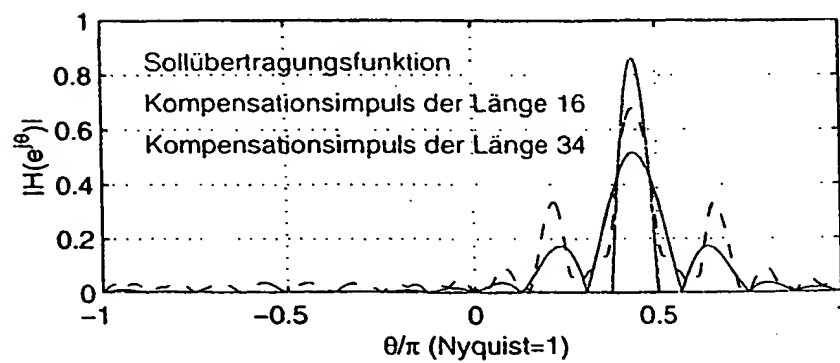


FIG. 19

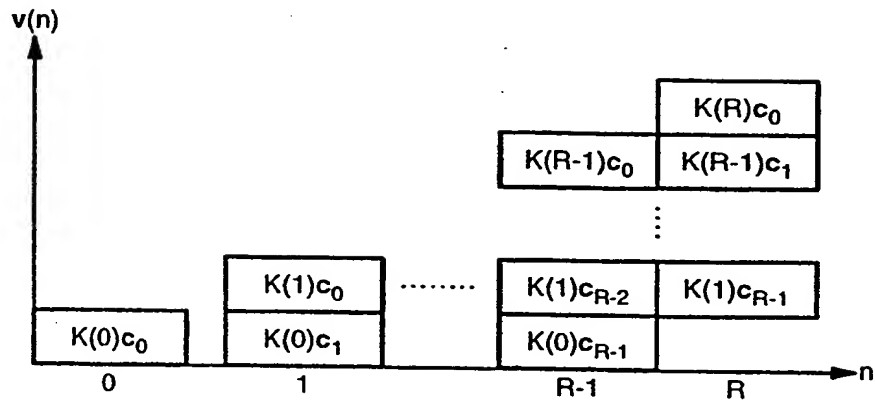


FIG. 20

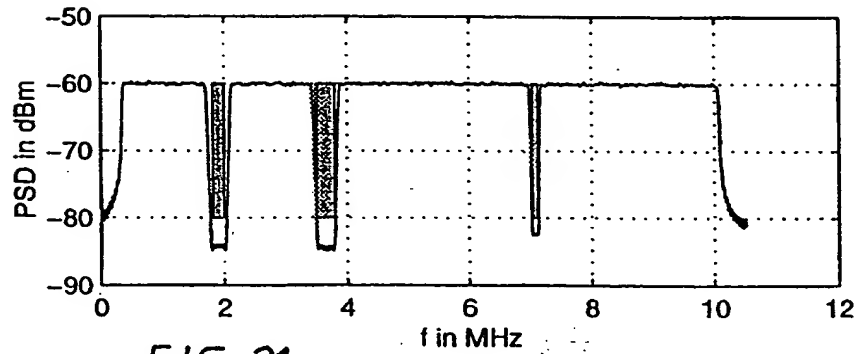


FIG. 21

a

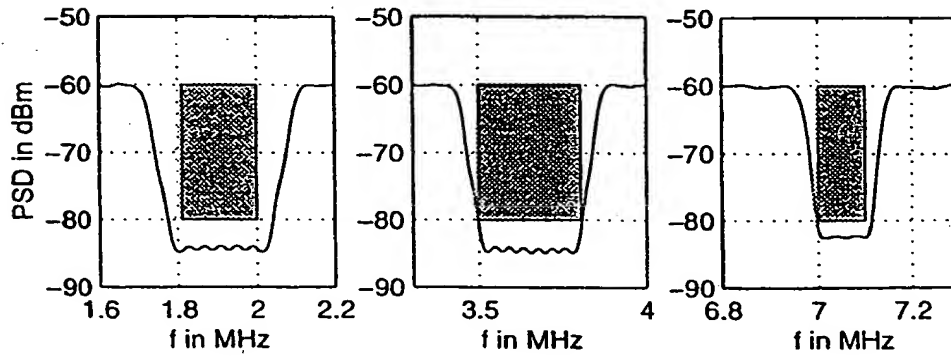
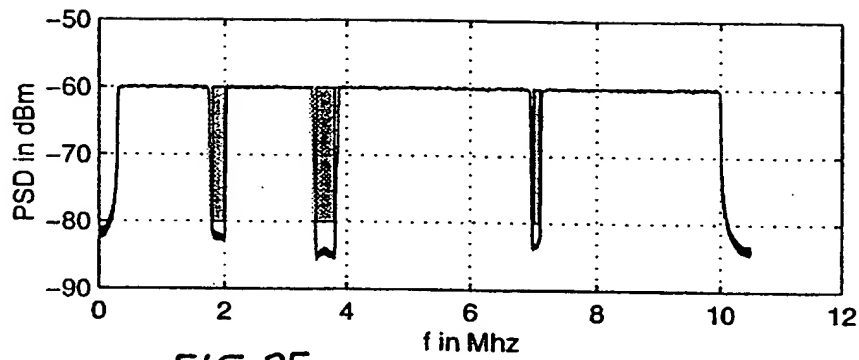


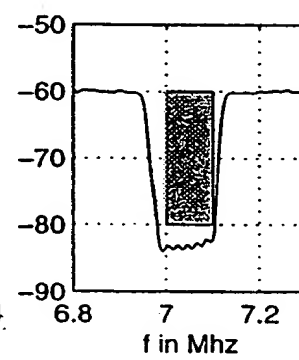
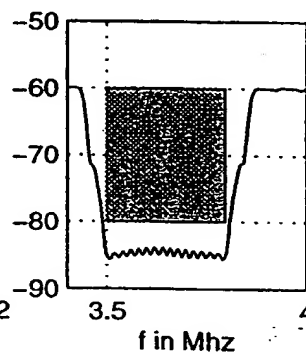
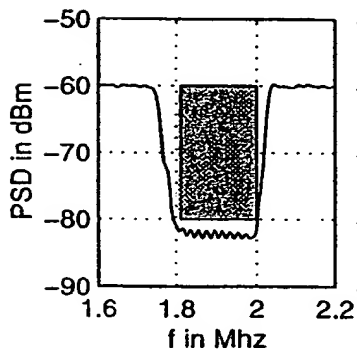
FIG. 22

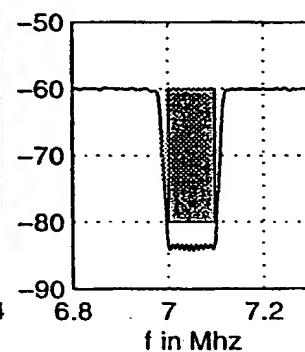
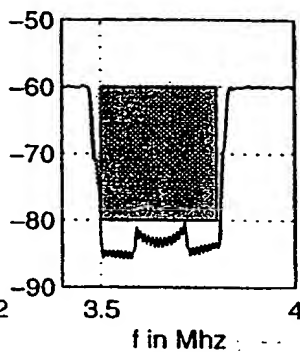
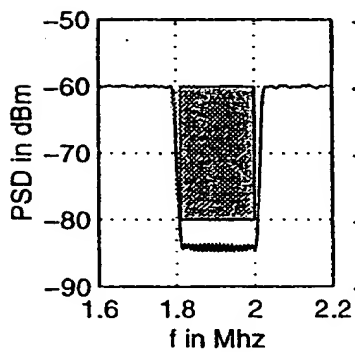
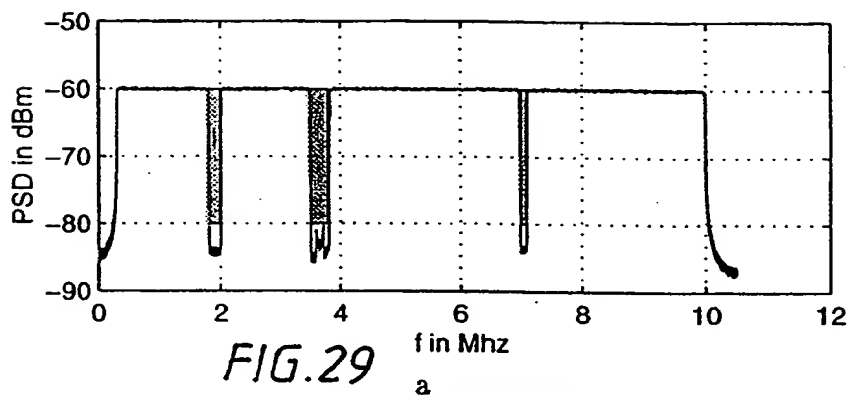
FIG. 23

FIG. 24



a





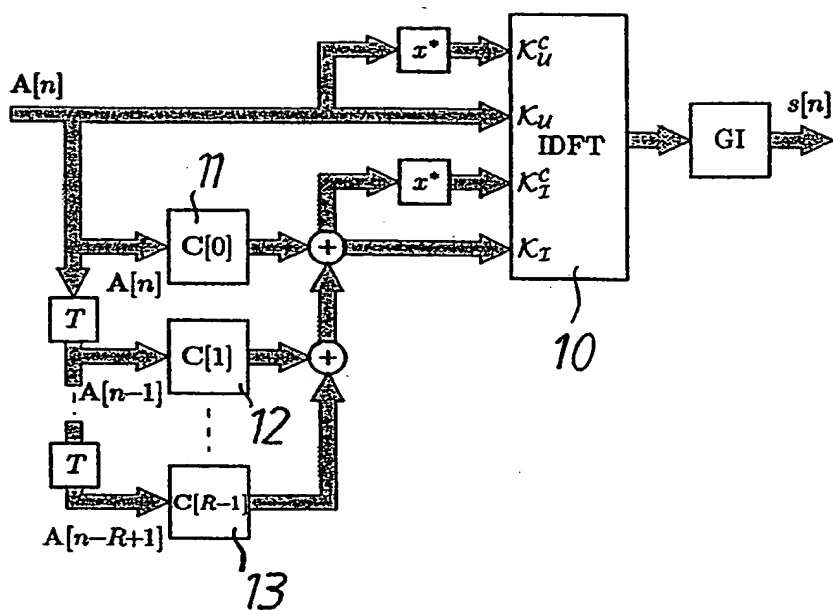


FIG. 33

	needed subchannels
1. Band	$k = 37, 38, \dots, 56$
2. Band	$k = 79, 80, \dots, 99$
3. Band	$k = 163, 164, \dots, 180$

FIG. 34

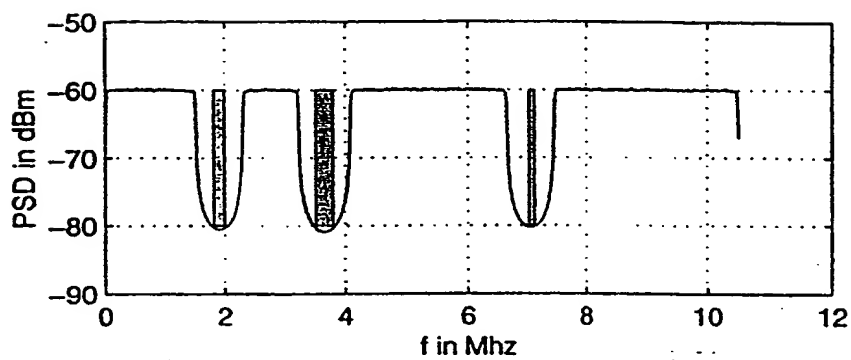


FIG. 35

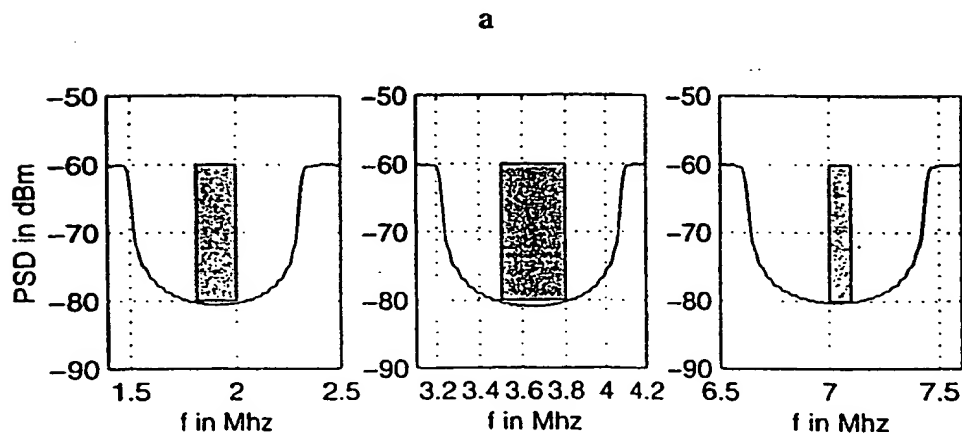
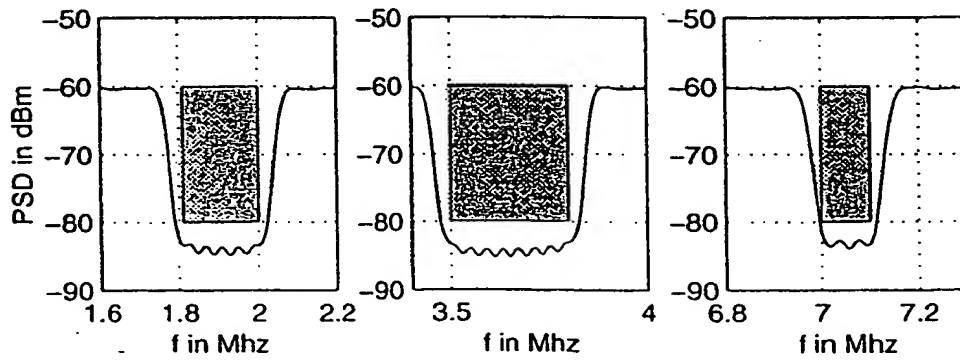
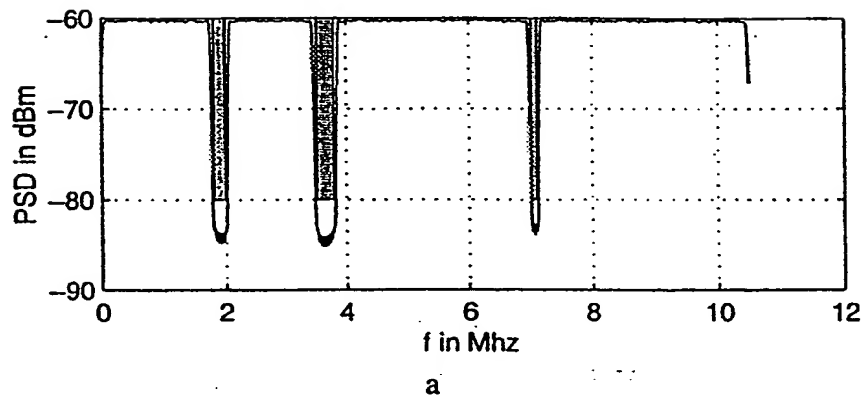


FIG. 36

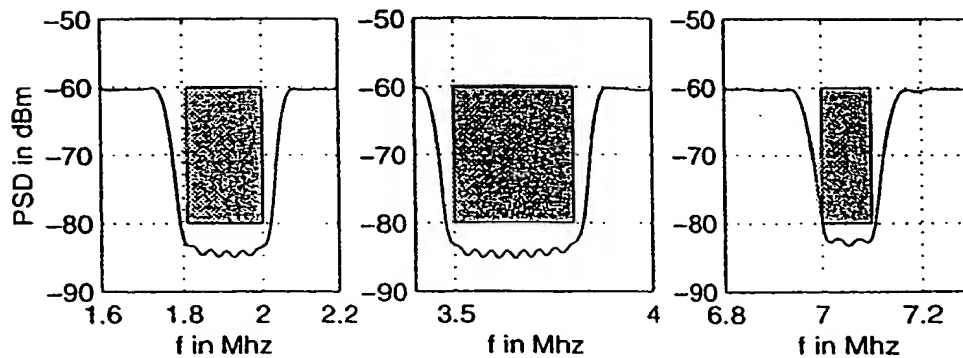
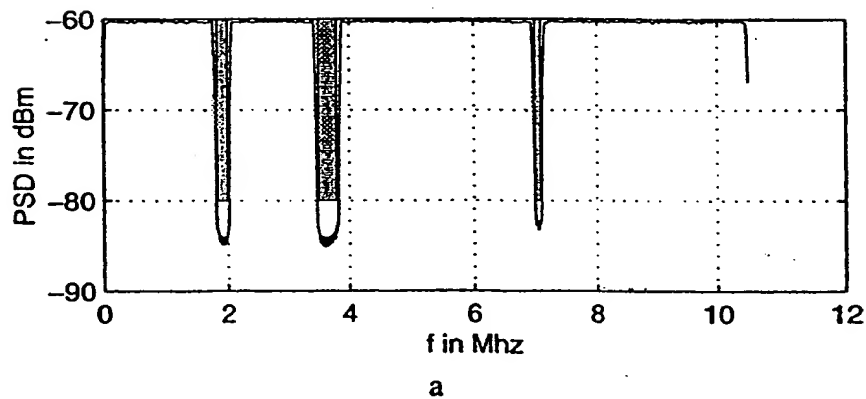
	needed subchannels
1. Band	$k = 43, 44, \dots, 50$
2. Band	$k = 84, 85, \dots, 94$
3. Band	$k = 170, 171, \dots, 174$

FIG.37



	needed subchannels
1. Band	$k = 43, 44, \dots, 50$
2. Band	$k = 84, 85, \dots, 94$
3. Band	$k = 170, 171, \dots, 174$

FIG. 40



	needed subchannels
1. Band	$k = 43, 44, \dots, 50$
2. Band	$k = 84, 85, \dots, 94$
3. Band	$k = 170, 171, \dots, 174$

FIG. 43

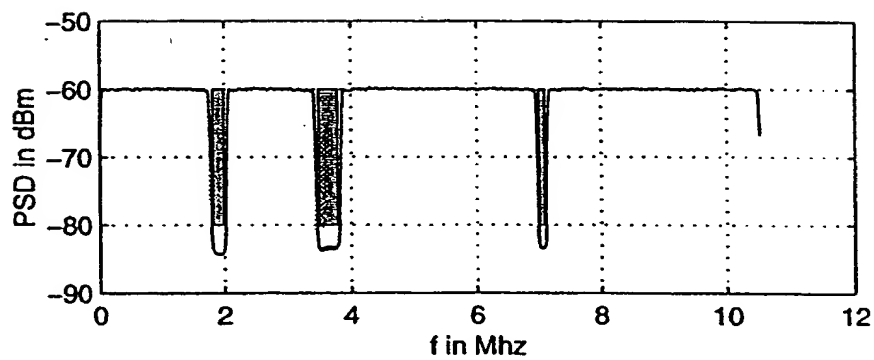


FIG. 44

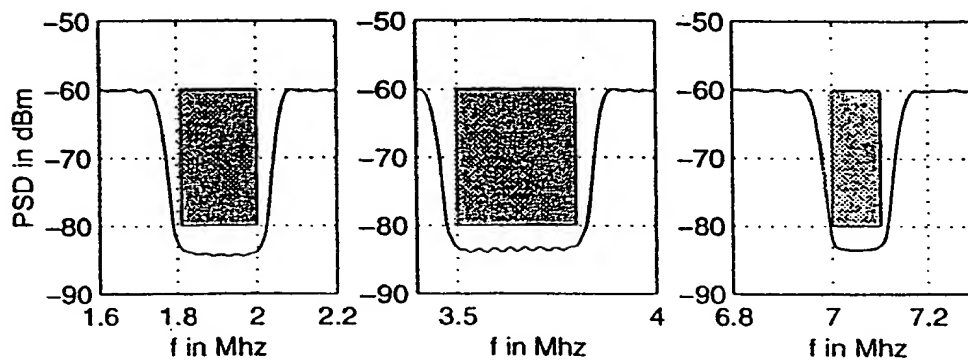


FIG. 45